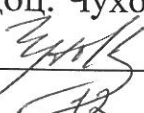


МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

УДК 621.37

«Допущено до захисту»

Завідувач кафедри
комп'ютерних технологій у
медицині та телекомунікаціях
к.т.н., доц. Чухов В.В.

« 19 »  2023 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему "Дослідження безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoeлементної лінійної антенної решітки"

за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи
студент 2 курсу, гр.ТРМ-22-1



(дата, підпис)

Пастухов І.І.

Керівник роботи
к.т.н., доц.



(дата, підпис)

Ципоренко В.В.

Житомир
2023

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної магістерської роботи

на тему "Дослідження безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoeлементної лінійної антенної решітки"

Виконав: студент 2 курсу,
групи ТРМ-22-1 спеціальності
172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Пастухов І.І.

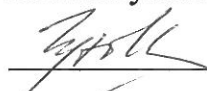
Керівник Ципоренко В.В.

Рецензент Коренівська О.Л.

Житомир
2023

«Затверджено»

Завідувач кафедри комп'ютерних
технологій у медицині та
телекомунікаціях

 Владислав ЧУХОВ
«27» 10 2023 р.

Завдання на кваліфікаційну магістерську роботу

Пастухов Ігор Іванович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: «Дослідження безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоелементної лінійної антенної решітки».

Затверджено наказом по університету від «22» листопада 2023 р. № 679

2. Мета дослідження: Обґрунтування, розробка алгоритму та програмної моделі методу, дослідження швидкодії та завадостійкості безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоелементної лінійної антенної.

3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін.): метод пеленгування – кореляційно-інтерферометричний для багатоелементної лінійної антенної решітки.

4. Основні задачі дослідження :

– обґрунтуванню безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоелементної лінійної антенної решітки;

– розробка алгоритму та програмної моделі методу;

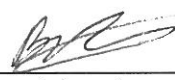
– дослідження швидкодії та завадостійкості.

5. Термін подання роботи до захисту грудень 2023 р.

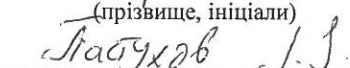
6. Дата видачі завдання «21» 01 2023 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв
до виконання


(підпис)

(підпис)


(прізвище, ініціали)

(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

Темою даної кваліфікаційної роботи є дослідження безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoeлементної лінійної антенної решітки.

Дана робота дозволить отримати програмну модель та алгоритм, результати дослідження швидкодії та завадостійкості безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoeлементної лінійної антенної решітки.

ANNOTATION

The topic of this qualification work is the study of the searchless method of correlation-interferometric direction finding for a multi-element linear antenna array.

This work will make it possible to obtain a software model and algorithm, the results of a study of the speed and immunity of the search-free method of correlation-interferometric direction finding for a multi-element linear antenna array.

РЕФЕРАТ

Робота присвячена дослідженню безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoelementної лінійної антенної решітки.

Перший розділ присвячено огляду та обґрунтуванню безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoelementної лінійної антенної решітки.

Другий розділ містить розробку алгоритму та програмної моделі роботи безпошукового спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгатора для багатoelementної лінійної антенної решітки.

Третій розділ містить дослідження швидкодії безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoelementної лінійної антенної решітки.

Четвертий розділ присвячено дослідженню завадостійкості безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoelementної лінійної антенної решітки.

Об'єкт дослідження – процес безпошукового кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoelementної лінійної антенної решітки.

Предмет дослідження – алгоритм та дослідження швидкодії і завадостійкості безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoelementної лінійної антенної решітки.

Метою є обґрунтування, розробка алгоритму та програмної моделі методу, дослідження швидкодії та завадостійкості безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoelementної лінійної антенної решітки. Для досягнення даної мети необхідно виконати наступні **завдання**:

– обґрунтуванню безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoelementної лінійної антенної решітки;

- розробка алгоритму та програмної моделі методу;
- дослідження швидкодії та завадостійкості безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoeлементної лінійної антенної решітки.

Методи дослідження: цифрового оброблення сигналів, використано теорію функціонування цифрових антенних решіток, диференційне та інтегральне числення, теорію функцій комплексної змінної, цифровий спектральний аналіз

ЗМІСТ

РЕФЕРАТ.....	6
ВСТУП	9
1. Обґрунтування безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоелементної лінійної антенної решітки.....	12
2. Розробка алгоритму та програмної моделі роботи безпошукового спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгатора для багатоелементної лінійної антенної решітки.....	32
3. Дослідження швидкодії безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоелементної лінійної антенної решітки.....	39
4. Дослідження завадостійкості безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоелементної лінійної антенної решітки.....	47
ВИСНОВКИ	65
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ЛІТЕРАТУРИ	67

ВСТУП

Основними засобами, що забезпечують ефективну просторову локалізацію джерел завад є радіопеленгатори. Перспективним напрямком реалізації пеленгування для апаратури радіомоніторингу є цифрові кореляційно-інтерферометричні радіопеленгатори, що використовують антенну решітку (АР). Основною перевагою кореляційних радіопеленгаторів є висока завадостійкість та точність пеленгування при низьких відношеннях сигнал/шум.

Особливу актуальність в останні роки набуває задача виявлення та радіопеленгування апріорі невідомих джерел радіовипромінювань (ДРВ), в тому числі із розширеним спектром частот, що використовуються в завадозахищених і адаптивних системах радіозв'язку та передачі даних, а також випадкових джерел шумових завад. Радіомоніторинг таких ДРВ вимагає високої точності радіопеленгування в реальному масштабі часу. Це зумовлює необхідність розробки кореляційно-інтерферометричних методів радіопеленгування з низькою обчислювальною складністю.

Основними недоліками відомих пошукових кореляційно-інтерферометричних пеленгаторів є їх недостатня швидкодія, що зумовлена послідовним пошуком екстремальної затримки, або великі апаратурні витрати, та недостатня завадозахищеність пеленгування. Тому актуальною задачею є розробка нових безпошукових спектральних методів кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що забезпечить функціонування в реальному масштабі часу без необхідності застосування дорогих багатоканальних систем цифрового оброблення сигналів, та високу завадозахищеність пеленгування за рахунок поєднання частотної та просторової селекції перед безпошуковою кореляційною оцінкою пеленгу.

Дослідження літературних джерел показує перспективність досліджень у даному напрямку. Велика кількість робіт присвячена даній тематиці, в тому числі цифровим методам часово-просторової обробки випромінювань, цифровим спектральним методам пеленгування, в тому числі із підвищеною

роздільною здатністю, цифровим методам спектрального та часово-кореляційного аналізу, цифровим спектральним методам кореляційно-інтерферометричного пеленгування.

У відомих роботах досліджені питання загальних принципів побудови аналогових та цифрових пошукових кореляційно-інтерферометричних пеленгаторів з просторово-часовою обробкою сигналів на проміжній та відновленій робочій частоті. Досліджені також завадостійкість, інструментальна похибка кореляційних систем, виконано оптимізацію структур кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів з кільцевими антенними решітками, керування та адаптація АР, загальні принципи та властивості цифрового спектрального аналізу, пеленгування на основі спектрального оцінювання сигналів багатоелементної лінійної АР.

Але задача розробки безпошукових спектральних методів кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що виконують пеленгування безпошуково за допомогою прямої аналітичної оцінки часу затримки радіовипромінювань в реальному масштабі часу, та мають високу завадозахищеність пеленгування за рахунок поєднання частотної та просторової селекції на сьогодні повністю не вирішена.

Об'єкт дослідження – процес безпошукового кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоелементної лінійної антенної решітки.

Предмет дослідження – алгоритм та дослідження швидкодії і завадостійкості безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоелементної лінійної антенної решітки.

Метою є обґрунтування, розробка алгоритму та програмної моделі методу, дослідження швидкодії та завадостійкості безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоелементної лінійної антенної.. Для досягнення даної мети необхідно виконати наступні **завдання**:

- обґрунтуванню безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoeлементної лінійної антенної решітки;

- розробка алгоритму та програмної моделі методу;

- дослідження швидкодії та завадостійкості безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoeлементної лінійної антенної решітки.

Методи дослідження: цифрового оброблення сигналів, використано теорію функціонування цифрових антенних решіток, диференційне та інтегральне числення, теорію функцій комплексної змінної, цифровий спектральний аналіз

1 Обґрунтування безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоеlementної лінійної антенної решітки

Нехай пеленгування радіоелектронних засобів здійснюється в умовах складної ЕМО, що характеризується багатопроменевим поширенням радіовипромінювань та перекриванням за частотою корисного сигналу і завад, апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань. Перспективним напрямком реалізації пеленгування для вказаних умов є використання цифрових ширококутових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів з АР, та цифровим синтезом її ДС.

Зазвичай кореляційно-інтерферометричне пеленгування здійснюється з використанням багатоітераційного послідовного кореляційного аналізу часу затримки сигналу відносно рознесених у просторі антен без застосування попередньої просторової селекції. Недоліками такого методу є неможливість пеленгування джерел ширококутових радіовипромінювань в реальному масштабі часу або необхідність застосування багатоканального корелятора та низька точність пеленгування ДРВ, спектри яких повністю перекриваються за частотою. Тому розробка безпошукових цифрових методів ширококутового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням АР, що мають високу точність та можливість попередньої просторової селекції є актуальною задачею.

В роботах [1–8] виконано дослідження спектральних методів оцінки напрямку на ДРВ з використанням АР, що ефективно реалізуються в цифровій формі, та їх порівняльний аналіз. Проте, ці методи використовують амплітудний метод пеленгування, та вимагають великого (більше 10дБ) відношення сигнал/шум, що зумовлює відносно низьку точність пеленгування, особливо джерел ширококутових радіовипромінювань.

В роботах [9, 10] запропоновано безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з використанням антенної решітки та цифрового синтезу її ДС, що забезпечує

підвищення потенційної точності пеленгування за рахунок синтезу другої багатопелюсткової ДС після додаткової попередньої просторової селекції. Але такий спосіб підвищує тривалість оброблення за рахунок додаткового використання зворотного ШПФ.

Виконаємо розроблення безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням лінійної АР, що має можливість пеленгування джерел широкопелюсткових радіовипромінювань в реальному масштабі часу з мінімальними обчислювальними витратами. Нехай адитивна суміш $U(t)$ корисних сигналів $S_l(t)$, їх перевідбитих копій $\sum_{r=1}^{R-1} a_r \cdot S_l(t - \tau_r)$ та завад $H_m(t)$ приймається рознесеними у просторі Z ідентичними пеленгаційними каналами лінійної АР за умови наявності власних адитивних шумів $n_z(t)$, що не корельовані між собою та мають однаковий рівень. Таким чином умови виконання пеленгування можуть бути представлені наступним чином:

$$U_z(t) = \sum_{l=0}^{L-1} S_{lz}(t - \tau_{lz}) + \sum_{r=0}^{R-1} a_r \cdot S_{lz,r}(t - \tau_{lz}) + \sum_{m=0}^{M-1} H_{mz}(t - \tau_{hz}) + n_z(t), \quad (1)$$

де $U_z(t)$ – суміш, що приймається z -м пеленгаційним каналом, $z = 0, 1, \dots, Z$;

$S_{lz}(t - \tau_{lz})$ – l -й корисний сигнал, що приймається z -м пеленгаційним каналом;

$l = 0, 1, \dots, L$ – кількість корисних сигналів у прийнятій суміші $U_z(t)$;

τ_{lz} – час затримки прийому l -го корисного сигналу z -м каналом відносно певного опорного каналу;

$a_r \cdot S_{lz}(t - \tau_{lz})$ – r -та копія l -го корисного сигналу в z -му каналі, що сформувався при проходженні через r -ту трасу поширення;

a_{rz}, τ_{rz} – відповідно коефіцієнт послаблення та час затримки сигналу на шляху r -ї траси поширення для z -го каналу;

$r = 0, 1, \dots, R$ – кількість променів поширення корисного сигналу $S_{lz}(t)$;

$H_{mz}(t - \tau_{hz})$ – m -та завада, що приймається z -м пеленгаційним каналом;

$m = 0, 1, \dots, M$ – кількість завад у прийнятій суміші $U_z(t)$;

τ_{hz} – час затримки прийому m -ї завади z -м каналом відносно певного опорного каналу;

$n_z(t)$ – власний адитивний гаусів шум з рівномірним розподілом густини потужності $N(\omega)$ в межах смуги одночасного аналізу z -го каналу.

При цьому $\tau_{lz, \max} < \tau_{rz, \min}$, $a_r \ll 1$. Нехай можливі значення напрямків θ_p на ДРВ відносно антенної бази пеленгатора є випадковими величинами, рівноімовірно розподіленими в межах сектора пеленгування $\{\theta_H; \theta_B\}$. Також Фур'є-спектри корисних сигналів $S_{lz}(j\omega_{S,k})$, їх перевідбитих копій $S_{lz,r}(j\omega_{S,k})$ та завад $H_{mz}(j\omega_{S,k})$, що відповідають радіовипромінюванням рівняння (4.1), повністю розташовані в межах смуги аналізу $[\omega_H; \omega_B]$, що відповідає смузі пропускання пеленгаційних каналів. Коефіцієнти послаблення a_r , час затримки τ_{rz} , а також τ_{lz} і τ_{hz} є випадковими величинами із рівномірним розподілом в межах $[a_H; a_B]$, $[\tau_{r,H}; \tau_{r,B}]$, $[\tau_{l,H}; \tau_{l,B}]$ та $[\tau_{h,H}; \tau_{h,B}]$ відповідно.

Для реалізації вказаного методу пеленгування доцільне використання частотної області визначення з обробленням часових комплексних частотних спектрів прийнятих пеленгаційними каналами реалізацій на основі, наприклад, алгоритму ШПФ [11]. Спектри прийнятих Z радіоканалами сумішей, що визначені на проміжній частоті згідно алгоритму ШПФ, матимуть вигляд:

$$U_z(j\omega_{IF,k}) = S_{lz}(j\omega_{IF,k}) + \sum_{r=0}^{R-1} S_{lz,r}(j\omega_{IF,k}) + H_{mz}(j\omega_{IF,k}) + N_z(j\omega_{IF,k}), \quad (2)$$

де $\omega_{IF,k}$ – частота k -ої складової в спектрі $U_z(j\omega_{IF,k})$ прийнятої суміші $U_z(t)$ в смузі проміжної $\omega_{IF,k}$ частоти;

$k = 0, \dots, N_s - 1$ – номер складової в спектрі $U_z(j\omega_{IF,k})$;

N_s – кількість відліків реалізації прийнятої суміші;

$N_z(j\omega_{IF,k})$ – комплексний спектр реалізації шуму в z -му каналі.

Аналіз рівнянь (1) та (2) показує, що спектри корисного сигналу $S_{lz}(j\omega_{S,k})$, перевідбитих копій $S_{lz,r}(j\omega_{IF,k})$ та завад $H_{mz}(j\omega_{S,k})$ відрізняються суттєво тільки за напрямком поширення та потужністю, повністю перекриваючись за частотою. Враховуючи це, доцільно на відміну від відомих методів спочатку здійснити просторову селекцію радіовипромінювань із прийнятої адитивної спектрально-просторової суміші, а потім – кореляційну оцінку напрямків θ_p на ДРВ.

Доцільно також попередньо виконати усунення похибки компенсації шляхом відновлення робочої частоти $\omega_{S,k}$ складових спектра $U_z(j\omega_{IF,k})$ за допомогою адитивного частотного зсуву ω_{shift} складових спектра $U_z(j\omega_{IF,k})$ в область робочої частоти [12]:

$$U_z(j\omega_{S,k}) = U_z(j(\omega_{S,k} + \omega_{shift})). \quad (3)$$

При використанні антенної решітки для вирішення задачі оцінки напрямку θ_s на ДРВ доцільно використовувати просторово-часове оброблення. В загальному випадку за умови застосування лінійної фазованої АР і критерія максимуму правдоподібності оцінка $\hat{\theta}_s$ напрямку на ДРВ здійснюється з використанням узгодженого прийому і аналізу просторово-часової кореляційної функції (інтегралу) $K(\Omega, \tau)$. Інформаційними параметрами кореляційної функції $K(\Omega, \tau)$ є просторова Ω частота і відносна затримка τ :

$$K(\Omega, \tau) = \int_{\Omega} \int_{\tau}^{\tau_0} U(z, t) \cdot S_{on}(z, t, \Omega, \tau) d\Omega dz, \quad (4)$$

де $U(z, t)$ – адитивна суміш сигналу $S(z, t)$ ДРВ і власного $n(t)$ шуму;

$S_{on}(z, t, \Omega, \tau)$ – опорний (очікуваний) сигнал.

За умови прийому випадкових гаусівських просторово-вузькосмугових випромінювань значення просторово-часової кореляційної $K(\Omega, \tau)$ функції доцільно визначати поетапно, шляхом просторового $K(\Omega)$ і часового $K(\tau)$ оброблень:

$$K(\Omega, \tau) = K(\Omega, t) \cdot K(\tau), \quad (5)$$

де $K(\Omega, t) = \int_0^z U(z, t) \cdot S_{on}(z, t, \Omega, \tau) dz$ – просторова кореляційна функція;

$$K(\tau) = \int_0^{T_s} K(\Omega, t) \cdot S_{on}(z, t, \Omega, \tau) dt$$
 – часова кореляційна функція.

Для умови прийому випромінювань лінійною АР здійснюється їх просторова дискретизація з періодом $T_z = d$ в межах її апертури L в точках з координатами $z \cdot d$ при $z \in \{0, Z-1\}$. Для просторово-вузькосмугових випромінювань в якості опорного $S_{on}(z, t, \Omega, \tau)$ доцільно використовувати дискретний гармонічний сигнал $S_{on}(z, t, \Omega, \tau) = \exp(j, \Omega, z, t, \tau)$. Для цих умов просторова $K = (\Omega, t)$ кореляційна функція, що реалізує узгоджений просторовий прийом, буде визначатися наступним чином:

$$K(\Omega, t) = \sum_{z=0}^{Z-1} W(z, t) U(z, t) \cdot \exp(-j, \Omega, z, t, \tau), \quad (6)$$

де $z = 0, 1, 2, \dots, Z-1$;

$W(z, t)$ – вагова функція діаграми спрямованості.

Рівняння правдоподібності для етапу просторового оброблення з урахуванням (4.6) прийме вигляд:

$$\frac{dK(\Omega, t)}{d\Omega} = 0. \quad (4.7)$$

Рівняння правдоподібності (7) прямого розвитку не має, тому оцінку просторової частоти Ω_p і відповідно напрямку θ на ДРВ доцільно визначити шляхом аналізу масиву дискретних Ω_m -х відліків $\{K = (\Omega_p, t)\}$ просторової кореляційної функції:

$$\Omega_m = \arg \max \{ |K(\Omega_{p1}, t)| \}_{0, (N_p-1)}, \quad (8)$$

де $\Omega_p \in \{D_\Omega\}$ – p -те значення просторової частоти Ω ;

$p = 0, 1, 2, \dots, N_p$ – номер відліку просторової частоти Ω ;

N_p – кількість дискретних відліків просторової $K(\Omega_p, t)$ кореляційної функції;

$|K(\Omega_p, t)|$ – модуль просторової кореляційної функції.

Для умови рівноімовірного розподілу ДРВ за напрямком і відповідно значень просторової частоти Ω його випромінювання дискретні значення Ω_p очікуваних просторових частот доцільно рівномірно розподілити в межах діапазону D_Ω їх можливих значень:

$$\Omega_p = p \cdot T_\Omega, \quad (9)$$

де T_Ω – період дискретизації за просторовою Ω частотою.

Розв'язком $\hat{\Omega}$ просторового рівняння (8) правдоподібності є екстремальне Ω_m значення просторової частоти, що відповідає максимальному $\max\{K(\Omega_p, t)\}$ значенню просторової кореляційної функції. В цьому випадку рівняння дискретної просторової кореляційної $K(\Omega_p, t)$ функції прийме вигляд:

$$K(\Omega_p, t) = \sum_{z=0}^{z-1} U(z, t) \cdot \exp(j, \Omega_p, z, t, \tau) \cdot W(z, t). \quad (10)$$

Рівняння (10) технічно реалізується формуванням сукупності N_p парціальних діаграм спрямованості, що перекривають сектор D_θ пеленгування. Максимальна швидкодія етапу просторового аналізу забезпечується використанням багатопелюсткової діаграми спрямованості з одночасним синтезом N_p парціальних пелюсток і паралельним оглядом діапазону D_Ω можливих значень аргументу Ω . Безпосередній аналіз масиву N_p дискретних відліків $K(\Omega_p, t)$ просторової кореляційної функції зумовлює наявність суттєвої адитивної похибки просторової дискретизації $\Delta\Omega$ оцінки екстремуму функції $K(\Omega_p, t)$:

$$\Delta\Omega = \Omega_m - \hat{\Omega}_m, \quad (11)$$

де $\hat{\Omega}_m = \arg \max \{K(\Omega_p, t)\}$ – оцінка екстремальної просторової частоти, що відповідає максимальному відліку функції $K(\Omega_p, t)$;

Ω_m – екстремальна просторова частота.

Максимальне значення похибки просторової дискретизації Δ_Ω за модулем не перевищує половини періоду T_Ω дискретизації за просторовою частотою:

$$|\Delta\Omega| \leq T_\Omega / 2. \quad (12)$$

Зменшення похибки просторової дискретизації Δ_Ω оцінки $\hat{\Omega}_m$ напрямку на ДРВ вимагає суттєвих апаратурних і обчислювальних витрат, що зумовлені необхідністю суттєвого збільшення кількості N_p парціальних діаграм спрямованості. При цьому збільшення N_p принципово не усуває наявність похибки просторової дискретизації Δ_Ω .

Вирішимо задачу підвищення точності оцінки $\hat{\Omega}_m$ екстремальної просторової частоти при мінімальній кількості N_p просторових каналів шляхом неперервної її локалізації і повного усунення похибки її просторової дискретизації Δ_Ω при мінімальних обчислювальних витратах і відповідній кількості N_p парціальних діаграм спрямованості. Для цього змінимо область визначення дискретної просторової $K(\Omega_p, t)$ кореляційної функції з прямої просторової на спектральну і визначимо її комплексний Гільберт-спектр $K(jz, t)$:

$$\begin{aligned} K(jz, t) &= F\{K(\Omega_p, t)\} = \\ &= \sum_{p=0}^{N_p-1} K(\Omega_p, t) \exp(-jz \cdot \Omega_p) = |K(jz, t)| \cdot \exp(j\Psi_K(z, t)), \end{aligned} \quad (13)$$

де $F\{K(\Omega_p, t)\}$ – оператор дискретного перетворення Гільберта;

$|K(jz, t)|, \Psi_K(jz, t)$ – модуль і аргумент комплексного спектра $K(jz, t)$ відповідно.

Доцільність застосування перетворення Гільберта для визначення спектра $K(jz,t)$ просторової $K(\Omega_p,t)$ кореляційної функції зумовлена виключенням із аналізу її комплексно-спряжених відліків [12].

Аналіз рівняння (13) показує, що комплексний $K(jz,t)$ спектр просторової $K(\Omega_p,t)$ кореляційної функції однозначно залежить від положення її екстремального $\max\{K(\Omega_p,t)\}$ значення і відповідно екстремального Ω_m значення аргументу. При цьому модуль $|K(jz,t)|$ комплексного спектра $K(jz,t)$ не залежить від зміщення Ω_m екстремума просторової $\max\{K(\Omega_p,t)\}$ кореляційної функції в усьому можливому діапазоні D_Ω значень:

$$|K(jz,t)| = \text{const}, \text{ при } \Omega_m \in D_\Omega. \quad (14)$$

В свою чергу сигнальна складова аргументу $\Psi_K(z,t)$ однозначно залежить від зсуву Ω_m екстремуму $\max\{K(\Omega_p,t)\}$ просторової кореляційної функції:

$$\Psi_K(z,t) = \Psi_{K0} + \Omega_{mz}, \quad (15)$$

де Ψ_{K0} – початкове значення аргументу $\Psi_K(z,t)$ при нульовому $\Omega_m = 0$ зсуві екстремуму просторової кореляційної $K(\Omega_p,t)$ функції.

Аналіз рівняння (15) показує, що аргумент $\Psi_K(z,t)$ спектра просторової $K(jz,t)$ кореляційної функції лінійно і однозначно залежить від положення Ω_m екстремуму. Залежність аргументу $\Psi_K(z,t)$ є неперервною по відношенню до екстремальної Ω_m частоти, а також просторової координати z в межах апертури АР. Це дозволяє усунути похибку просторової дискретизації Δ_Ω при оцінці екстремальної $\hat{\Omega}_m$ частоти. Враховуючи те, що початкове Ψ_{K0} значення аргументу є випадковою величиною, оцінку $\hat{\Omega}_m$ екстремальної частоти доцільно визначити в неперервній формі, як похідну від аргументу $\Psi_K(z,t)$ (15) спектра $K(jz,t)$ просторової кореляційної функції:

$$\hat{\Omega}_m = \frac{d\Psi_K(z,t)}{dz}. \quad (16)$$

В загальному випадку оцінку зсуву $\hat{\Omega}_m$ екстремальної частоти по рівнянню (16) з мінімальними обчислювальними витратами та з урахуванням наявності адитивного шуму забезпечує визначення одного відліку похідної (16) аргументу на основі скалярного добутку комплексних відліків спектра $K_{12}(jz,t)$, що визначаються для двох рознесених у просторі точок z_1 і z_2 апертури АР [22]:

$$\begin{aligned} K_{12}(jz,t) &= K^*(jz_H,t) \cdot K(jz_B,t) = K_{12}(z,t) \cdot \exp(j\Delta\Psi_{12}(z,t)) = \\ &= K(z_1,t) \cdot K(z_2,t) \cdot \exp(\Delta\Psi_{12}(z,t)) \end{aligned} \quad (17)$$

де $K_{12}(jz,t)$ – значення модуля скалярного добутку відліків спектра просторової кореляційної функції для рознесених точок $z_1 \neq z_2$ апертури АР відповідно;

$\Delta\Psi_{12}(z,t) = \Psi(z_2,t) - \Psi(z_1,t) = \Omega_m \cdot (z_2 - z_1)$ – аргумент скалярного добутку відліків спектра просторової кореляційної функції для точок z_1 і z_2 апертури АР відповідно;

$z_1, z_2 \in \{0, (z-1)\}$ – нижня і верхня точка апертури АР для аналізу скалярного добутку відліків спектра.

З урахуванням рівняння (17) рівняння правдоподібності (8) доцільно представити наступним чином:

$$\frac{dK_{12}(jz,t)}{d\Omega_m} = 0. \quad (18)$$

Рівняння правдоподібності (18) має прямий розв’язок і забезпечує точну неперервну оцінку екстремальної просторової Ω_m частоти:

$$\hat{\Omega}_m = \frac{1}{\Delta z_{12}} \arctg \left(\frac{|K_{12}(z,t)| \cdot \sin(\Delta\Psi_{12}(z,t))}{|K_{12}(z,t)| \cdot \cos(\Delta\Psi_{12}(z,t))} \right) = \frac{\Delta\Psi_{12}(z,t)}{\Delta z_{12}}, \quad (19)$$

де $\Delta z_{12} = (z_2 - z_1)$ – рознесення точок z_1 і z_2 скалярного добутку апертури АР.

Виконаємо мінімізацію обчислювальних (апаратних) витрат оцінки $\hat{\Omega}_m$ напрямку на ДРВ на етапі просторового узгодженого аналізу (прийому).

Для цього спочатку мінімізуємо кількість N_p парціальних діаграм спрямованості. Критерієм оптимізації доцільно використати відсутність інформаційних втрат при здійсненні просторової дискретизації:

$$\min\{N_p\} = \frac{D_\Omega}{\max\{T_\Omega\}}, \quad (20)$$

де T_Ω – період дискретизації просторової кореляційної $K(\Omega_p, t)$ функції.

Враховуючи умову відсутності хибних пелюсток в діаграмі спрямованості лінійної АР і величину апертури $L = d \cdot Z$ АР, де $d \leq \lambda_{\min} / 2$ визначимо $\max\{T_\Omega\}$ наступним чином:

$$\begin{aligned} \max\{T_\Omega\} &= d; \\ \min\{fz\} &= 1/dz; \\ \max\{fz\} &= 1/d, \end{aligned} \quad (21)$$

де $\min\{fz\}, \max\{fz\}$ – мінімальне та максимальне значення частоти в спектрі просторової кореляційної $K(\Omega_p, t)$ функції.

В результаті з урахуванням (20) і (21) визначимо мінімальну $\min\{N_p\}$ кількість парціальних діаграм спрямованості:

$$\min\{N_p\} = \frac{D_\Omega}{\min\{fz\}} = \frac{1/d}{1/dz} = z. \quad (22)$$

Виконаємо також мінімізацію обчислювальних витрат N_{op} на локалізацію екстремуму кореляційної просторової функції $K(\Omega_p, t)$ за рівняннями (13) і (19). Для цього мінімізуємо кількість $\min\{N_p\}_z$ дискретних відліків кореляційної просторової функції $K(\Omega_p, t)$ для однозначної оцінки її спектра $K(jz, t)$. Це можливо виконати, враховуючи те, що ширина $\Delta\Omega_z$ парціальних діаграм спрямованості багатопелюсткової ДС і відповідно ширина головної пелюстки кореляційної просторової функції $K(\Omega_p, t)$ набагато менше діапазону D_Ω її можливих значень. Тому для оцінки спектра $K(jz, t)$ доцільно

використовувати тільки m_s дискретних відліків її головної пелюстки. З урахуванням цього рівняння (13) прийме вигляд:

$$\min\{N_p\}_z = m_s;$$

$$K(jz, t) = \sum_{p_m - \frac{m_s}{2}}^{p_m + (\frac{m_s}{2} - 1)} K(\Omega_p, t) \cdot \exp(-jz, \Omega_p), \quad (23)$$

де p_m – індекс екстремальної просторової частоти Ω_{pm} , що відповідає екстремуму дискретної кореляційної просторової функції $K(\Omega_p, t)$;

$$K(\Omega_{pm}, t) = \max\{K(\Omega_p, t)\}_{p=0, N_p-1};$$

m_s – кількість дискретних відліків головної пелюстки парціальної ДС кореляційної просторової функції $K(\Omega_p, t)$.

Це доцільно виконати, враховуючи те, що інформація про локалізацію екстремуму Ω_m кореляційної просторової функції $K(\Omega_p, t)$ міститься у m_s відліках її головної пелюстки. При цьому ширина m_s головної пелюстки кореляційної просторової функції $K(\Omega_p, t)$ на багато менше діапазону D_Ω її можливих значень: $m_s \ll D_\Omega$.

Підмасив $\{K(\Omega_p, t)\}_{m_s}$ з m_s дискретних відліків головної пелюстки кореляційної просторової функції $K(\Omega_p, t)$ доцільно визначити сигнальною групою. Рівняння сигнальної групи визначимо наступним чином:

$$K_f(\Omega_p, t) = H_f(\Omega_p) \cdot K(\Omega_p, t), \quad (24)$$

$$\text{де } H_f(\Omega_p) = \begin{cases} 1, \text{при } \Omega_p \in \{\Omega_{pm} - \frac{m_s}{2}; \Omega_{pm} + \frac{m_s}{2} - 1\} \\ 0, \text{при } \Omega_{pm} - 0,5m_s > \Omega_p > \Omega_{pm} + 0,5m_s - 1 \end{cases} \quad - \text{ передаточна}$$

функція просторового фільтра;

Ω_{pm} – положення екстремуму (екстремальна просторова частота) просторової дискретної $K(\Omega_p, t)$ кореляційної функції.

Таким чином запропоноване використання (19), (22) і (23) дискретного перетворення Гільберта просторової кореляційної функції $K(\Omega_p, t)$ забезпечує неперервну точку оцінку положення її екстремуму на етапі просторового аналізу з мінімальними обчислювальними витратами.

Розглянемо реалізацію етапу часового аналізу оцінки напрямку на ДРВ. На етапі часового аналізу формується часова реалізація скалярного добутку $K_{12}(jz, t)$ тривалістю, що дорівнює часу T_a аналізу. Враховуючи, що інформативний параметр скалярного $K_{12}(jz, t)$ добутку, тобто сигнальна складова його аргументу $\Delta\Psi_{12}(z, t)$, є незмінною у часі, часове рівняння правдоподібності для його оцінки прийме вигляд:

$$\frac{d\left(\int_0^{T_a} K_{12}(jz, t) \exp(j\Delta\Psi_s) dt\right)}{d(\Delta\Psi_s)} = 0, \quad (25)$$

де $\Delta\Psi_s$ – оцінка аргументу часової реалізації скалярного $K_{12}(jz, t)$ добутку.

Аналіз рівняння (25) показує, що складова функціоналу $\left(\int_0^{T_a} K_{12}(jz, t) dt\right)$ є комплексною часовою взаємно кореляційною функцією реалізацій Гільберт-зображення просторової кореляційної функції $K(\Omega_p, t)$.

Часове рівняння правдоподібності (25) має наступний прямий розв'язок:

$$\Delta\Psi_s = \arctg \frac{\int_0^{T_a} K_{12}(z, t) \cdot \sin \Delta\Psi_{12}(z, t) dt}{\int_0^{T_a} K_{12}(z, t) \cdot \cos \Delta\Psi_{12}(z, t) dt}. \quad (26)$$

Оцінка $\Delta\Psi_s$ аргументу часової реалізації скалярного $K_{12}(jz, t)$ добутку є прямою і вимагає мінімальних обчислювальних витрат. Таким чином в цілому рівняння (17) і (26) забезпечують можливість отримання максимально правдоподібною просторово-часовою оцінкою напрямку на ДРВ з мінімальними обчислювальними апаратними витратами. За умови цифрового оброблення

сигналів з періодом дискретизації T_d на виходах радіоканалів АР рівняння (26) приймає вигляд:

$$\Delta \hat{\Psi}_s = \arctg \frac{\sum_{n=0}^{N_s-1} K_{12}(z, n) \cdot \sin \Delta \Psi_{12}(z, n)}{\sum_{n=0}^{N_s-1} K_{12}(z, n) \cdot \cos \Delta \Psi_{12}(z, n)}, \quad (27)$$

де $n = 0, 1, \dots, (N_s - 1)$ – номер часового відліку;

$N_s = T_a / T_d$ – кількість часових відліків накопичуваного масиву в кожному каналі АР.

З урахуванням (22) і (27) оцінка $\hat{\theta}_s$ напрямку на ДРВ визначається наступним чином:

$$\hat{\theta}_s = \arccos \left\{ \frac{\Delta \hat{\Psi}_s}{(z_2 - z_1) \cdot (\omega_s / c)} \right\}, \quad (28)$$

де $\omega_s = \frac{\omega_{SL} + \omega_{SH}}{2}$ – середня частота часового спектра випромінювання $S(t)$.

За умови апіорі відомої смуги частот $\{\omega_{SL}, \omega_{SH}\}$ випромінювання $S(t)$ ДРВ, що пеленгується, оцінку напрямку $\hat{\theta}_s$ на ДРВ доцільно отримувати шляхом оброблення часових спектрів $U(j\omega_k, z)$ реалізацій, що приймаються елементами АР. Для мінімізації обчислювальних витрат часові спектри $U(j\omega_k, z)$ доцільно визначати з використанням алгоритму ШПФ [19]:

$$U(j\omega_k, z) = \sum_{n=0}^{N_s-1} U(n, z) \cdot \exp(j\omega_k \cdot n), \quad (29)$$

де $n = 0, 1, \dots, (N_s - 1)$ – номер часового відліку реалізації $U(n, z)$ прийнятого випромінювання.

Використання часових спектрів $U(j\omega_k, z)$ забезпечує можливість ефективної попередньої частотної селекції прийнятого випромінювання:

$$U_f(j\omega_k, z) = |U(j\omega_k, z) \cdot H_f(j\omega_k, z)|, \quad (30)$$

$$\text{де } H_f(j\omega_k, z) = \begin{cases} 1, \text{при } \omega_k \in \{\omega_{SL}, \omega_{SH}\} \\ 0, \text{при } \omega_k \notin \{\omega_{SL}, \omega_{SH}\} \end{cases} \quad - \quad \text{комплексна частотна}$$

характеристика фільтра попередньої частотної селекції.

Використання попередньої частотної селекції реалізує узгоджений прийом і покращує відношення сигнал/шум перед етапом просторового аналізу і забезпечує мінімізацію обчислювальних витрат.

На етапі просторового оброблення аналізується під масиву з Z комплексних амплітуд $U_f(j\omega_k, z)$ часових спектральних складових з однаковою ω_k частотою. Це забезпечує потенційно максимальну відповідність умові просторово-вузькогосмугового випромінювання і, відповідно, відсутність відповідних спотворень при пеленгуванні широкогосмугових випромінювань. З урахуванням цього рівняння (10) і (27) просторового і часового оброблень відповідно приймуть вигляд:

$$K(\Omega_p, \omega_k) = \sum_{z=0}^{Z-1} U_f(j\omega_k, z) \cdot \exp(j\Omega z, \omega_k) \cdot W(z, \omega_k), \quad (31)$$

$$K(jz, \omega_k) = \sum_{p_m = \frac{m_S}{2}}^{p_m + m_2 - 1} K(\Omega_p, \omega_k) \cdot \exp(-jz, \Omega_p), \quad (32)$$

$$\hat{\Omega}_m = \frac{\Delta \hat{\Psi}_B}{\Delta z_{12}} = -\frac{1}{\Delta z_{12}} \cdot \arctg \frac{\sum_{\omega_k=\omega_{SL}}^{\omega_k=\omega_{SH}} K_{12}(z, \omega_k) \cdot \sin(\Delta \Psi_{12}(z, \omega_k))}{\sum_{\omega_k=\omega_{SL}}^{\omega_k=\omega_{SH}} K_{12}(z, \omega_k) \cdot \cos(\Delta \Psi_{12}(z, \omega_k))}, \quad (33)$$

$$K_{12}(z, \omega_k) = K(z_H, \omega_k) \cdot K(z_B, \omega_k) \cdot \exp(\Delta \Psi_{12}(z, \omega_k)), \quad (34)$$

де $\Delta \Psi_{12}(z, \omega_k) = \Psi(z_B, \omega_k) - \Psi(z_H, \omega_k)$ – аргумент взаємного спектра Гільберта;

$\Delta \hat{\Psi}_B$ – оцінка аргументу взаємного спектра Гільберта;

$K(z, \omega_k), \Psi(z, \omega_k)$ – модуль і аргумент спектра Гільберта;

$K(jz, \omega_k)$ – Гільберт-зображення сигнальної групи k -ї спектральної складової часового $U_f(j\omega_k, z)$ спектра випромінювання $S(t)$.

Оцінка екстремальної просторової частоти $\hat{\Omega}_m$ (19), аргументу $\Delta\hat{\Psi}_s$ скалярного $K_{12}(jz, t)$ добутку (27) та аргументу $\Delta\hat{\Psi}_b$ взаємного спектра Гільберта (33) на етапах відповідно просторового $K(\Omega_p, t)$ та часового $K(\Omega_p, \omega_k)$ і $K(\Omega_p, n)$ оброблення, а також оцінка $\hat{\theta}_s$ (27) напрямку на ДРВ на підсумковому етапі є оцінками не енергетичних параметрів просторової Ω частоти і затримки τ за критерієм максимуму правдоподібності. Тому за умови прийому випадкових гаусівських $S(t)$ випромінювань отримані оцінки будуть ефективними і не зміщеними.

Якщо в адитивній суміші буде прийматися одночасно декілька M радіовипромінювань $S_m(t)$, ($m = 0, 1, \dots, (M - 1)$), тоді попередньо на етапі просторового оброблення відомими методами здійснюють відбілювання прийнятої суміші з подальшим аналізом згідно з запропонованим методом.

Розглянемо оцінку напрямків $\hat{\theta}_s$ на ДРВ з розширеним спектром більш детально.

Для реалізації просторової селекції з мінімальними часовими витратами доцільно використати паралельний просторово-вибірковий прийом та розділення випромінювань суміші $U_z(j\omega_{s,k})$ [13]. Для цього необхідно здійснити оброблення прийнятих радіовипромінювань, що еквівалентне дії антенної системи з багатопелюсткової ДС, що перекриває заданий сектор радіопеленгування. Враховуючи наявність власного адитивного гаусового шуму $n_z(t)$ пеленгаційних каналів, оброблення необхідно здійснювати оптимальним чином, забезпечуючи максимум функціонала правдоподібності [14]. Вказані вимоги доцільно реалізувати процедурою цифрового синтезу багатопелюсткової ДС з використанням алгоритму ШПФ:

$$U_z(j\Omega_p) = \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[U_z(j\omega_{s,k})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W(z), \quad (35)$$

де $\Omega_p = 2\pi \cdot p/d \cdot Z$ – значення просторової частоти, що визначає напрямок p -ї пелюстки багатопелюсткової ДС, $p = 0, 1, \dots, Z-1$;

d – відстань між елементами АР;

$W(z)$ – вагова функція спектрального аналізу, що визначає форму пелюстки ДС.

Аналіз рівняння (35) показує, що алгоритм синтезу багатопелюсткової ДС еквівалентний дії паралельного набору просторових узгоджених фільтрів для гармонічних просторових випромінювань.

Враховуючи перекриття часових спектрів корисних сигналів, їх перевідбитих копій та завад доцільно попередню просторову селекцію здійснювати для спектральних складових суміші $U_z(j\omega_{s,k})$ роздільно. При цьому ідентифікацію просторових відгуків корисного та перевідбитих сигналів доцільно здійснювати за допомогою амплітудної селекції [15].

В результаті просторового вибіркового прийому роздільно за кожною часовою спектральною складовою $\omega_{s,k}$, $k \in [0; 0,5 \cdot N_s - 1]$, формується $N_s/2$ масивів комплексних відгуків $\{A_p \cdot \exp(j\psi_p)\}_Z\}_{N_s/2}$ еквівалентної антенної системи з багатопелюсткової ДС, кількість складових в кожному масиві дорівнює кількості Z елементів АР.

Далі для мінімізації часових витрат доцільним є використання дисперсійно-кореляційного оброблення просторових спектрів сигналів з використанням тільки однієї багатопелюсткової ДС [16]. Для забезпечення такої можливості пропонується роздільно для кожної k -ї складової часового спектра $U_z(j\omega_{s,k})$, $k \in [0; 0,5 \cdot N_s - 1]$, здійснювати реконструювання просторового аналітичного сигналу $S_A(j\Omega_p, z)$, що відповідає просторовому розподілу цієї складової вздовж апертури АР. Для цього необхідно для кожного k -го масиву просторових спектральних складових $U_z(j\omega_{s,k})$ визначити значення частот Ω_p^* , яким відповідає екстремальний рівень модуля комплексної амплітуди, та виділити підмасиви спектральних складових, $\{U_z(j\Omega_p)\}_{p=p.l, p.h}$ де

$p.l, p.h$ – номери нижньої та верхньої частот виділених підмасивів відповідно, що містять складову з екстремальною частотою Ω_p^* . Підмасиви спектральних складових формуються внаслідок перекриття суміжних пелюсток багатопелюсткової ДС. Отримані підмасиви $\{U_z(j\Omega_p)\}_{p=p.l, p.h}$ розділяють на дійсну $U(\Omega_p, z)$ та уявну $\hat{U}(\Omega_p, z)$ складові відповідного просторового аналітичного гармонічного сигналу $S_A(j\Omega_p, z)$ [17]:

$$S_A(j\Omega_p, z) = U(\Omega_p, z) + j\hat{U}(\Omega_p, z), \quad (36)$$

де
$$U(\Omega_p, z) = \sum_{p=p_1}^{p_2} A(\Omega_p) \cdot \cos(\Omega_p \cdot z + \varphi(\Omega_p));$$

$$\hat{U}(\Omega_p, z) = \sum_{p=p_1}^{p_2} A(\Omega_p) \cdot \sin(\Omega_p \cdot z + \varphi(\Omega_p));$$

$A(\Omega_p), \varphi(\Omega_p)$ – амплітудний та фазовий спектри просторового аналітичного сигналу відповідно.

Потім визначають виміряну різницю аргументів $\Delta\psi_B(\Omega_p, z)$, значення якої лежить в межах $[-\pi; \pi] \text{ рад}$, та модулі $S_A(j\Omega_p, z)$ комплексних складових аналітичного сигналу $S_A(j\Omega_p, z)$, які відповідають просторовому розташуванню двох антенних елементів з номерами z_1 та z_2 в межах АР [12]:

$$\Delta\psi_B(\Omega_p, z) = \Delta\psi_B(\Omega_p, z_2) - \Delta\psi_B(\Omega_p, z_1); \quad (37)$$

$$S_A(\Omega_p, z_1) = \sqrt{U^2(\Omega_p, z_1) + \hat{U}^2(\Omega_p, z_1)};$$

$$S_A(\Omega_p, z_2) = \sqrt{U^2(\Omega_p, z_2) + \hat{U}^2(\Omega_p, z_2)},$$

де
$$\psi_B(\Omega_p, z_2) = \arctg[\hat{U}(\Omega_p, z_2)/U(\Omega_p, z_2)];$$

$$\psi_B(\Omega_p, z_1) = \arctg[\hat{U}(\Omega_p, z_1)/U(\Omega_p, z_1)].$$

Повна різниця аргументів просторового аналітичного сигналу $S_A(j\Omega_p, z)$, значення якої може бути більшим за $2\pi \text{ рад}$, визначається його частотою Ω_s та просторовим розташуванням елементів АР з номерами z_1 та z_2 згідно з рівнянням:

$$\Delta\psi_A(\Omega_p, z) = (z_2 - z_1) \cdot \Omega_s. \quad (38)$$

Повну різницю аргументів $\Delta\psi_A(\Omega_p, z)$ можна також представити як суму цілої $\Delta\psi_w(\Omega_p, z)$ та залишкової $\Delta\psi_d(\Omega_p, z)$ частини:

$$\Delta\psi_A(\Omega_p, z) = \Delta\psi_w(\Omega_p, z) + \Delta\psi_d(\Omega_p, z), \quad (39)$$

де $\Delta\psi_w(\Omega_p, z) = \pi \cdot \mu$, $\mu = 1, 2, \dots$ – ціле число;

$$\Delta\psi_d(\Omega_p, z) < \pi.$$

Виміряні значення аргументів $\psi_B(\Omega_p, z_1)$ та $\psi_B(\Omega_p, z_2)$ комплексних складових аналітичного сигналу $S_A(j\Omega_p, z)$, а також значення їх різниці $\Delta\psi_B(\Omega_p, z)$ лежать тільки в межах $\{-\pi; \pi\}$ радіан. Тому виміряне значення $\Delta\psi_B(\Omega_p, z)$ різниці аргументів комплексного аналітичного сигналу $S_A(j\Omega_p, z)$ дорівнює залишковій частині $\Delta\psi_d(\Omega_p, z)$:

$$\Delta\psi_B(\Omega_p, z) = \Delta\psi_d(\Omega_p, z). \quad (40)$$

Значення цілої частини $\Delta\psi_w(\Omega_p^*)$ різниці аргументів комплексного аналітичного сигналу $S_A(j\Omega_p, z)$ доцільно визначати з урахуванням екстремальної частоти Ω_p^* згідно з рівнянням:

$$\Delta\psi_w(\Omega_p^*, z) = [(z_2 - z_1) \cdot \Omega_p^*]_{\pi}, \quad (41)$$

де $[\bullet]_{\pi}$ – операція визначення цілої частини, що кратна π радіан.

В результаті повну різницю аргументів $\Delta\psi_A(\Omega_p, z)$ комплексного аналітичного сигналу $S_A(j\Omega_p, z)$ визначають з урахуванням рівнянь (37), (40) та (41) згідно з рівнянням (39). Далі згідно з дисперсійно-кореляційним методом [18] необхідно для кожної k -ї часової спектральної складової визначити взаємні комплексні просторові спектри $S_{12A.k}(j\Omega_p, z_1, z_2)$:

$$\begin{aligned} S_{12A.k}(j\Omega_p, z_1, z_2) &= \\ &= S_{A.k}(j\Omega_p, z_1) \cdot S_{A.k}(j\Omega_p, z_2) \cdot \exp(j(\Delta\psi_{A.k}(\Omega_p, z))) \end{aligned} \quad (42)$$

За визначеним взаємним спектром $S_{12A.k}(j\Omega_p, z_1, z_2)$ здійснюють оцінку значення просторової частоти $\hat{\Omega}_{S.p}$ випромінювання з використанням дисперсійно-кореляційного методу [12, 16]:

$$\hat{\Omega}_{S.p} = 1/z_2 - z_1 \cdot \left[\frac{\arctg \frac{\sum_{k=0}^{N_s-1} H_B(\omega_{S.k}) \cdot S_{12A.k}(j\Omega_p, z_1, z_2) \cdot \sin(\Delta\psi_{A.k}(\Omega_p, z) \cdot K_\gamma(\omega_{S.k}))}{\sum_{k=0}^{N_s-1} H_B(\omega_{S.k}) \cdot S_{12A.k}(j\Omega_p, z_1, z_2) \cdot \cos(\Delta\psi_{A.k}(\Omega_p, z) \cdot K_\gamma(\omega_{S.k}))}}{+ v \cdot \pi + \Delta\psi_w(\Omega_p^*, z)} \right], \quad (43)$$

де $H_B(\omega_{S.k}) = \omega_{S.k} / \omega_{S.H}$ – комплексна частотно-просторова характеристика відбілюючого фільтра;

$\omega_{S.H}$ – нижня частота в спектрі $U_z(j\omega_{S.k})$ прийнятої суміші $U_z(t)$;

v – коефіцієнт корекції для функції $\arctg(\bullet)$;

$v = 0$ при $\cos(\Delta\varphi_k) > 0$; $v = -1$ при $\cos(\Delta\varphi_k) < 0$.

Оцінки напрямків $\hat{\theta}_s$ на ДРВ, здійснюється згідно з рівнянням [12, 16]:

$$\hat{\theta}_{Sp} = \arccos[\hat{\Omega}_{Sp} \cdot c / \omega_{SL}], \quad (44)$$

де c – швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі.

Таким чином запропонований метод пеленгування за умови складної ЕМО забезпечує можливість пеленгування джерел ширококутових радіовипромінювань в реальному масштабі часу. Запропонований метод пеленгування має мінімальні обчислювальні витрати за рахунок синтезу тільки однієї багатопелюсткової ДС на основі використання ШПФ.

Висновки. В результаті проведених досліджень розроблено безпошуковий цифровий метод кореляційно-інтерферометричного пеленгування, що за рахунок поєднання паралельної просторової селекції та безпошукової дисперсійно-кореляційної оцінки напрямків на ДРВ на основі реконструювання просторового аналітичного сигналу здійснює пеленгування ДРВ, спектри яких повністю перекриваються за частотою в реальному масштабі

часу. Запропонований метод підвищує завадозахищеність та точність пеленгування за рахунок використання паралельної просторової селекції ДРВ та синтезу багатопелюсткової ДС з мінімальною шириною пелюсток, що визначається кількістю елементів АР.

2 Розробка алгоритму та програмної моделі роботи безпошукового спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгатора для багатоелементної лінійної антенної решітки

Згідно розробленого безпошукового спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоелементної лінійної антенної решітки запропоновано наступний алгоритм (технологія) пеленгування.

1. Z -канальний прийом лінійною АР адитивної суміші $U(t)$ корисних сигналів $S_l(t)$, їх перевідбитих копій $\sum_{r=0}^{R_l-1} a_r \cdot S_l(t - \tau_r)$ та завад $H_m(t)$:

$$U_z(t) = \sum_{l=0}^{L-1} S_{z,l}(t - \tau_{z,l}) + \sum_{r=0}^{R_l-1} a_r \cdot S_{z,l,r}(t - \tau_{z,r}) + \sum_{m=0}^{M-1} H_{z,m}(t - \tau_{z,m}) + n_z(t) \quad (45)$$

при $\tau_{z,l,\max} < \tau_{z,r,\min}$, $a_r \ll 1$.

2. Оцінка часових спектрів прийнятих Z радіоканалами сумішей $\{U_z(t)\}_{z=0,1,\dots,Z-1}$, на проміжній частоті згідно алгоритма ШПФ:

$$U_z(j\omega_{IF,k}) = \sum_{l=0}^{L-1} S_{z,l}(j\omega_{IF,k}) + \sum_{r=0}^{R_l-1} S_{z,l,r}(j\omega_{IF,k}) + \sum_{m=0}^{M-1} H_{z,m}(j\omega_{IF,k}) + N_z(j\omega_{IF,k}), \quad (46)$$

де $\omega_{IF,k}$ – частота k -ї складової в спектрі $U_z(j\omega_{IF,k})$ прийнятої суміші $U_z(t)$ в смузі проміжної частоти;

$k = 0, 1, \dots, (N_s - 1)$ – номер складової в спектрі $U_z(j\omega_{IF,k})$;

N_s – кількість відліків реалізації прийнятої суміші;

$N_z(j\omega_{IF,k})$ – комплексний спектр реалізації шуму в z -му каналі.

3. Розділення спектрів сигналів і завад з використанням частотної селекції на смуги з шириною:

$$\Delta\omega_{S,b} = \Delta\omega_{a,b}, \quad (47)$$

де $\Delta\omega_{a,b}$ – b -а смуга частот аналізу.

В межах кожної b -ї виділеної смуги $\Delta\omega_{a,b}$ z -го каналу АР может формуватися аддитивна суміш $U_{z,b}(j\omega_{IF,k})$, спектра $S_{z,l}(j\omega_{IF,k})$ l -го сигналу, спектра $S_{z,l,r}(j\omega_{IF,k})$ r -ї завади перевідбиття, та спектра $H_{z,m}(j\omega_{IF,k})$ m -ї

некорельованої завади та частотні складові спектра $N_{z,l}(j\omega_{IF,k})$ власних шумів пеленгаційного каналу:

$$U_{z,b}(j\omega_{IF,k}) = S_{z,l}(j\omega_{IF,k}) + \sum_{r=0}^{R_l-1} S_{z,l,r}(j\omega_{IF,k}) + H_{z,m}(j\omega_{IF,k}) + N_z(j\omega_{IF,k}), \quad (48)$$

де R_l – кількість завад в межах l -ї виділеної смуги $\Delta\omega_{a,l}$ аналізу.

4. Усунення похибки компенсації шляхом відновлення робочої частоти $\omega_{S,k}$ складових спектра $U_{z,b}(j\omega_{S,k})$ за допомогою адитивного частотного зсуву ω_{Sh} значень частот спектральних складових $U_{z,b}(j\omega_{S,k})$ до області робочої частоти:

$$U_{z,b}(j\omega_{S,k}) = U_{z,b}(j(\omega_{IF,k} + \omega_{Sh})). \quad (49)$$

5. Формування масивів $\{U_{z,l}(j\omega_{S,k})\}_{z=0,1,\dots,Z-1}$ із Z комплексних часових спектральних складових однакової частоти для l -ї суміші випромінювань $U_{z,b}(j\omega_{S,k})$.

6. Просторова селекція за допомогою цифрового синтезу багатопелюсткової ДС, рис. 1 з використанням ШПФ:

$$\begin{aligned} U_{k,b}(j\Omega_p) &= \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[U_{z,b}(j\omega_{S,k})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W(z) = \\ &= S_{k,l}(j\Omega_p) + \sum_{r=0}^{R_l-1} S_{kl,r}(j\Omega_p) + H_{k,m}(j\Omega_p) + N_k(j\Omega_p) \end{aligned} \quad (50)$$

де $U_{k,b}(j\Omega_p)$ – комплексний просторовий спектр для k -ї складової часового спектра $U_{z,b}(j\omega_{IF,k})$ прийнятої суміші $U(t)$

$\Omega_p = 2\pi \cdot p / d \cdot Z$ – значення просторової частоти, що визначає напрям p -ї пелюстки ДС, $p = 0, 1, \dots, (Z-1)$;

$W(z)$ – функція вікна.

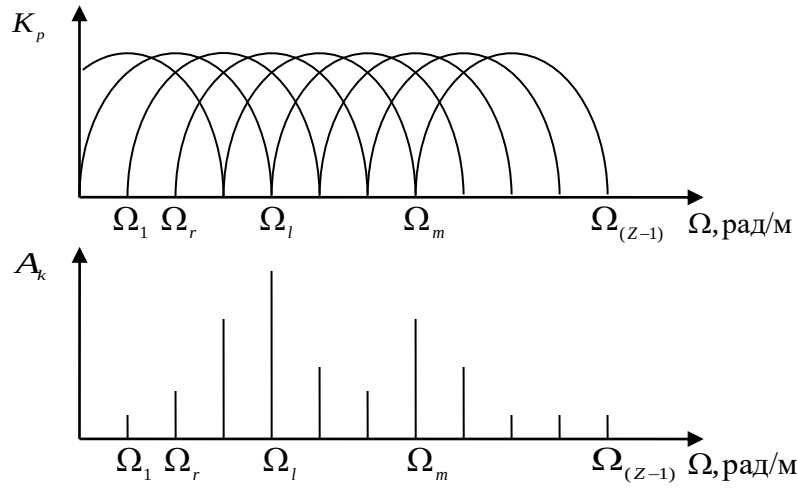


Рисунок 1 – Частотна діаграма $A_k(\Omega)$ сигналу та завади та ДС $K_p(\Omega)$

7. Формування масивів сигнальних груп $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{Ls}; p_{Hs}]}$, завадових груп $\{U_{k,r}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{Lr}; p_{Hr}]}$ перевідбиття та завадових груп $\{U_{k,m}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{Lm}; p_{Hm}]}$ некорельованих завод – відгуків суміжних парціальних комплексних ДС:

$$\begin{aligned} U_{k,l}(j\Omega_p) &= \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[S_{z,l}(j\omega_{S,k}) + N_{z,l}(j\omega_{S,k})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W(z) \Big|_{p \in [p_{Ls}; p_{Hs}]}, \\ U_{k,r}(j\Omega_p) &= \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[S_{z,r}(j\omega_{S,k}) + N_{z,r}(j\omega_{S,k})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W(z) \Big|_{p \in [p_{Lr}; p_{Hr}]}, \\ U_{k,m}(j\Omega_p) &= \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[H_{z,m}(j\omega_{S,k}) + N_{z,m}(j\omega_{S,k})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W(z) \Big|_{p \in [p_{Lm}; p_{Hm}]}, \end{aligned} \quad (51)$$

де $p_{Ls}, p_{Lr}, p_{Lm}, p_{Hs}, p_{Hr}, p_{Hm}$ – номери нижніх та верхніх частот сигнальної групи $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{Ls}; p_{Hs}]}$, завадових груп $\{U_{k,r}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{Lr}; p_{Hr}]}$ та $\{U_{k,m}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{Lm}; p_{Hm}]}$ відповідно.

8. Реконструювання дійсної $U_{Ak,l}(z_1), U_{Ak,l}(z_2)$ та уявної $\hat{U}_{Ak,l}(z_1), \hat{U}_{Ak,l}(z_2)$ частин просторового аналітичного сигналу з масиву сигнальної групи $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{Ls}; p_{Hs}]}$ в точках простору, що відповідають двом вибраним антенним елементам з номерами z_1 та z_2 :

$$U_{Ak,l}(z_1) = \sum_{p=p_{Ls}}^{p_{Hs}} U_{k,l}(\Omega_p) \cdot \cos(\Omega_p \cdot z_1 + \varphi_{k,l}(\Omega_p)); \quad (52)$$

$$\widehat{U}_{Ak,l}(z_1) = \sum_{p=p_{Ls}}^{p_{Hs}} U_{k,l}(\Omega_p) \cdot \sin(\Omega_p \cdot z_1 + \varphi_{k,l}(\Omega_p));$$

$$U_{Ak,l}(z_2) = \sum_{p=p_{Ls}}^{p_{Hs}} U_{k,l}(\Omega_p) \cdot \cos(\Omega_p \cdot z_2 + \varphi_{k,l}(\Omega_p));$$

$$\widehat{U}_{Ak,l}(z_2) = \sum_{p=p_{Ls}}^{p_{Hs}} U_{k,l}(\Omega_p) \cdot \sin(\Omega_p \cdot z_2 + \varphi_{k,l}(\Omega_p)),$$

де $U_{k,l}(\Omega_p)$, $\varphi_{k,l}(\Omega_p)$ – модулі та аргументи спектральних складових сигнальної групи сигнальної групи $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{Ls}; p_{Hs}]}$ (амплітудний та фазовий спектри відповідно просторового аналітичного сигналу, що реконструюється).

9. Максимально правдоподібна оцінка просторових частот $\widehat{\Omega}_l$ випромінювань та відповідних напрямків $\widehat{\theta}_l$ на ДРВ (аналітичне представлення методу):

$$\widehat{\theta}_l = \arccos[\widehat{\Omega}_l \cdot c / \omega_{S,L}], \quad (53)$$

$$\widehat{\Omega}_l = \frac{1}{(z_2 - z_1)d}.$$

де

$$\cdot \arctg \left[\frac{\sum_{k=k_{Ls}}^{k_{Hs}} U_{12Ak,l}(\Omega_p, z_1, z_2) \cdot \sin(\Delta \widehat{\Psi}_{A,k}(\Omega_p, \Delta z) \cdot K_\gamma(\omega_{S,k}))}{\sum_{k=k_{Ls}}^{k_{Hs}} U_{12Ak,l}(\Omega_p, z_1, z_2) \cdot \cos(\Delta \widehat{\Psi}_{A,k}(\Omega_p, \Delta z) \cdot K_\gamma(\omega_{S,k}))} \right] + \Delta \widehat{\Psi}_w(\Omega_p, \Delta z) + v \cdot \pi$$

– дисперсійно-кореляційна оцінка просторової частоти сигналу $S_l(t)$;

$$\begin{aligned} \Delta \widehat{\psi}_{Ak,l}(\Delta z, \Omega_p) &= \widehat{\psi}_{Ak,l}(z_2, \Omega_p) - \widehat{\psi}_{Ak,l}(z_1, \Omega_p) + \Delta \widehat{\psi}_w(\Omega_p, \Delta z) = \\ &= \arctg \left[\frac{\widehat{U}_{Ak,l}(z_2)}{\widehat{U}_{Ak,l}(z_1)} \right] + v_2 \cdot \pi - \arctg \left[\frac{\widehat{U}_{Ak,l}(z_1)}{\widehat{U}_{Ak,l}(z_2)} \right] - v_1 \cdot \pi + \Delta \widehat{\psi}_w(\Omega_p, \Delta z) \end{aligned} \quad \text{—оцінка}$$

фазового зсуву сигнальної групи після кореляційної обробки на відстані Δz ;

v_1, v_2 – коефіцієнти корекції неоднозначності для функції $\arctg(\cdot)$:

$v_1 = 0$ при $U_{Ak,l}(z_1) > 0$, $v_2 = 0$ при $U_{Ak,l}(z_2) > 0$, $v_1 = 1$ при $U_{Ak,l}(z_1) < 0$, $v_2 = 1$ при $U_{Ak,l}(z_2) < 0$.

$\Delta z = (z_2 - z_1) \cdot d$ – просторовий зсув в межах апертури АР між точками простору, що відповідають двом вибраним антенним елементам з номерами z_1 та z_2 ;

$\Delta \hat{\psi}_w(\Omega_p, \Delta z) = [\Omega_c \cdot \Delta z]_w$ – оцінка цілої частини фазового зсуву кратної π для просторового аналітичного сигналу на відстані Δz , $\Delta \hat{\psi}_w(\Omega_p, \Delta z) = 0$ при $z_2 - z_1 = 1$;

$U_{12Ak,l}(\Omega_p, z_1, z_2) = U_{1Ak,l}(\Omega_p, z_1, z_2) \cdot U_{2Ak,l}(\Omega_p, z_1, z_2)$ – взаємний комплексний просторовий спектр;

$U_{1Ak,l}(\Omega_p) \sqrt{[\hat{U}_{Ak,l}(z_1)]^2 + [U_{Ak,l}(z_1)]^2}, U_{2Ak,l}(\Omega_p) \sqrt{[\hat{U}_{Ak,l}(z_2)]^2 + [U_{Ak,l}(z_2)]^2}$ – модуль просторового аналітичного сигналу в точках простору, що відповідають двом вибраним антенним елементам з номерами z_1 та z_2 ;

c – швидкість поширення електромагнітного випромінювання у вільному просторі;

v – коефіцієнт корекції неоднозначності для функції $\arctg(\cdot)$: $v = 0$ при $X > 0$, $v = 1$ при $X < 0$, $X = \sum_{k=k_{Ls}}^{k_{Hs}} U_{1Ak,l}(\Omega_p) \cdot U_{1Ak,l}(\Omega_p) \cdot \cos(\Delta \hat{\psi}_{Ak,l}(\Delta z, \Omega_p) \cdot K_\gamma(\omega_{S,k}))$.

На рис. 2. наведено алгоритм обробки сигналів для безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоеlementної лінійної антенної решітки.

На рис. 3. наведено структуру програмної моделі пеленгатора, що працює згідно алгоритму безпошукового спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатоеlementної лінійної антенної решітки.

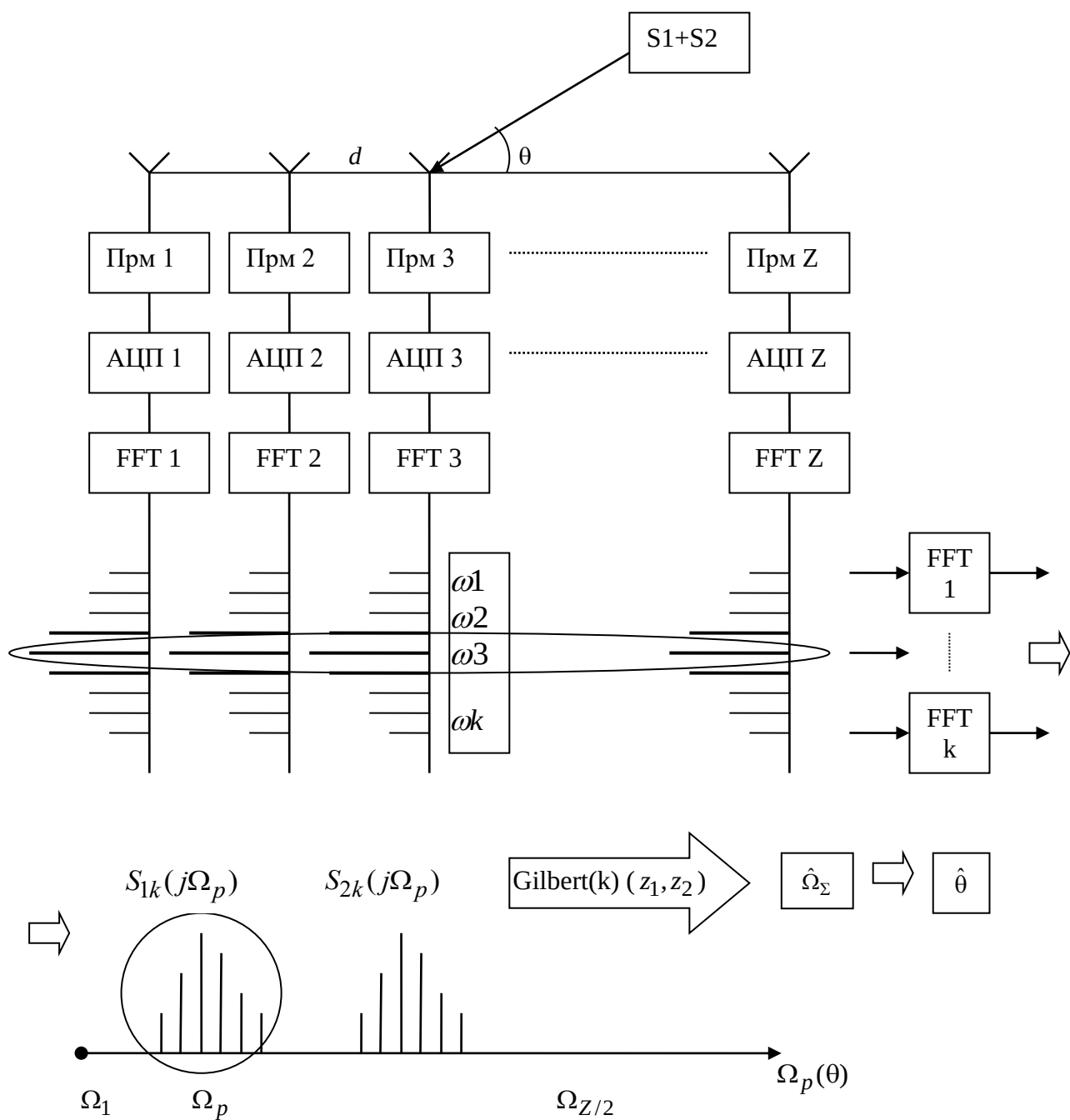


Рисунок 2 – Алгоритм обробки сигналів для безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoeлементної лінійної антенної решітки

Структура програмної моделі пеленгатора MathCad

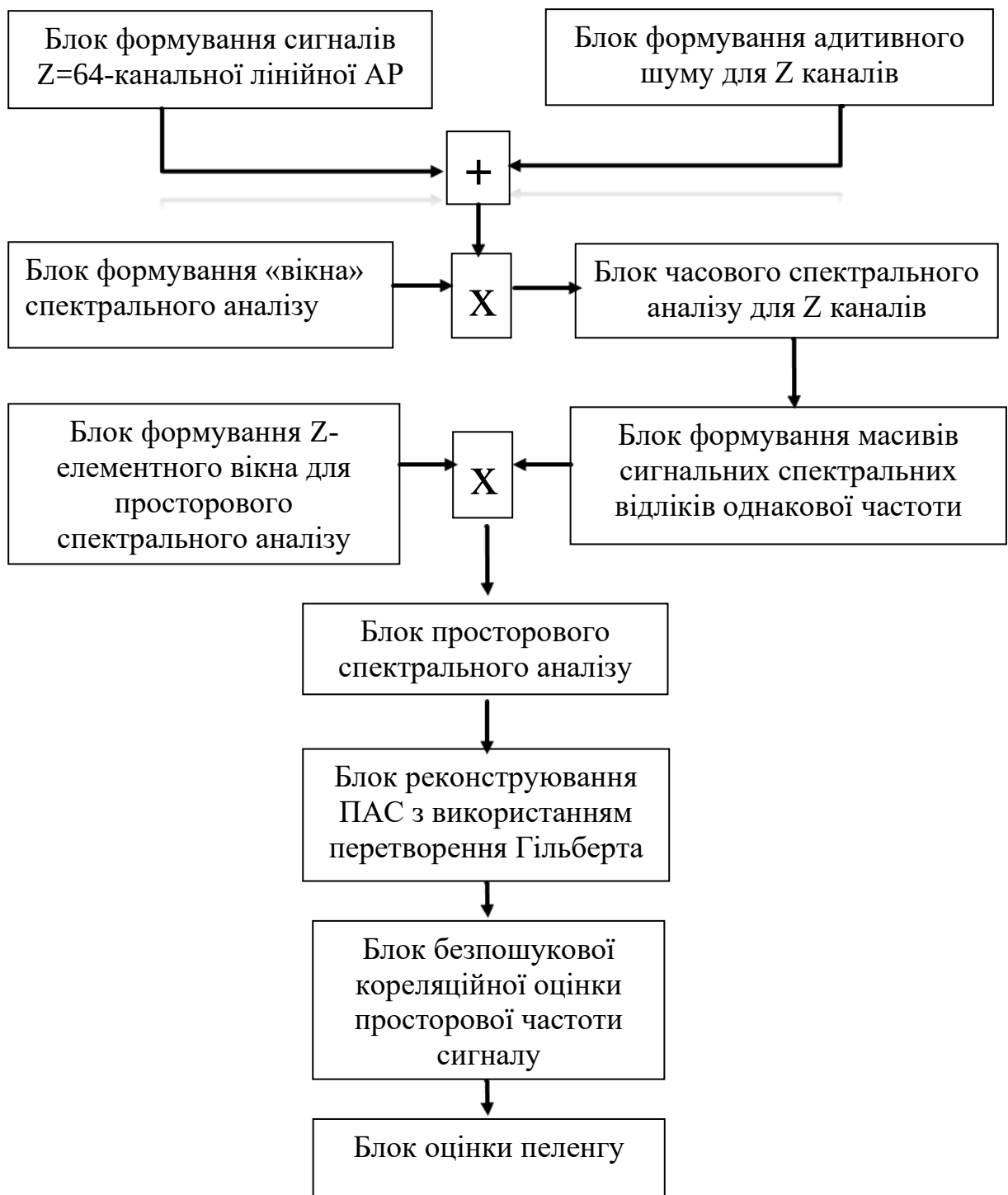


Рисунок 3 – Структура програмної моделі пеленгатора, що працює згідно алгоритму безпошукового спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoeлементної лінійної антенної решітки

3 Дослідження швидкодії безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoelementної лінійної антенної решітки

В роботі [12] виконано розробку безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу. Запропонований метод за рахунок просторової дискретизації суміші сигналів з використанням АР, реконструювання комплексного просторового аналітичного сигналу та використання дисперсійно-кореляційного оброблення просторових масивів відгуків, що потрапили до однієї пелюстки здійснює в реальному масштабі часу безпошукову оцінку напрямків на ДРВ, спектри яких повністю перекриваються за частотою. Але аналіз швидкодії цього методу не проведено.

Виконаємо аналіз швидкодії безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу за умови складної ЕМО, що характеризується багатопроменевим поширенням радіовипромінювань та перекриванням за частотою корисного сигналу, його перевідбитих копій і завад. Для цього оцінимо часові витрати T_D на оброблення за умови когерентного узгодженого за шириною спектра прийому суміші радіовипромінювань, тобто при $2\Delta f_s = \Delta F$, де Δf_s – ширина спектра прийнятої суміші радіовипромінювань, ΔF_R – ширина смуги пропускання радіопеленгатора.

Нехай суміш радіовипромінювань приймається Z -канальним когерентним приймачем та на проміжній частоті протягом певної тривалості процесу аналізу T_a перетворюється у цифрову форму з частотою дискретизації аналого-цифрового перетворення $F_d = 2\Delta f_s$. При цьому отримують $N_s = T_a \cdot F_d$ відліків прийнятої суміші радіовипромінювань.

Оскільки основною операцією, що виконується при кореляційно-інтерферометричному пеленгуванні є множення з накопичуванням [19], то

тривалість пеленгування доцільно оцінювати через загальну кількість операцій множення з накопичуванням, що необхідно виконати для оцінки пеленгу. Швидкодію пеленгування будемо оцінювати через кількість пеленгів N_θ яку можна отримати за секунду при заданій тривалості процесу аналізу T_a .

Тривалість ШПФ та кореляційного аналізу доцільно визначати через кількість операцій комплексного множення [19]. Дані витрати складаються з витрат часового спектрального аналізу T_{SA} когерентно прийнятої Z радіоканалами та перетвореної в цифрову форму на проміжній частоті ω_{IF} суміші $U_z(t_n)$ радіовипромінювань, просторового спектрального аналізу T_{SSA} за кожною часовою спектральною складовою $\omega_{IF,k}$ прийнятої суміші $U_z(j\omega_{IF,k})$, $k \in [0; 0,5 \cdot N_s - 1]$, що еквівалентний здійсненню паралельної просторової селекції за допомогою синтезу багатопелюсткової ДС, а також витрат T_{AS} на визначення аргумента та модуля просторового аналітичного гармонічного сигналу для двох елементів АР з номерами z_1 та z_2 для кожного просторово відселектованого з прийнятої суміші сигналу, витрат T_{II} на визначення цілої частини різниці аргументів комплексного аналітичного сигналу, витрат T_{DP} на оцінку значень просторових частот $\hat{\Omega}_{s,p}$ просторово відселектованих сигналів з використанням дисперсійно-кореляційного оброблення [19, 20]:

$$T_p = T_{SA} + T_{SSA} + T_{AS} + T_{II} + T_{DP}. \quad (54)$$

Для мінімізації часових витрат часового спектрального аналізу його доцільно реалізувати на основі швидких алгоритмів, наприклад, алгоритму ШПФ. В цьому випадку тривалість T_{SA} часового спектрального аналізу, що виконується послідовно для Z радіоканалів дорівнює:

$$T_{SA} = Z \cdot (N_s \cdot \log_2 N_s) \cdot T_1, \quad (55)$$

де T_1 – тривалість однієї операції комплексного множення з накопичуванням.

Часові витрати просторового спектрального аналізу T_{SSA} мінімізуються за умови використання також швидких алгоритмів, наприклад, ШПФ і

необхідності формування тільки однієї Z -пелюсткової ДС для просторового аналізу $N_s / 2$ часових спектральних складових, та дорівнюють:

$$T_{SSA} = 0,5 \cdot N_s \cdot Z \cdot \log_2 Z \cdot T_1. \quad (56)$$

Для визначення часових витрат T_{AS} , T_{II} та T_{DP} , що використовують множення дійсних чисел, через кількість операцій комплексного множення, врахуємо, що одна операція множення комплексних чисел складається з чотирьох операцій множення дійсних чисел.

Часові витрати $T_{AS} + T_{II}$ дорівнюють:

$$T_{AS} + T_{II} = M \cdot 0,25(4 \cdot p + 8) \cdot T_1 = M \cdot (p + 2) \cdot T_1, \quad (57)$$

де p – кількість складових виділених підмасивів, що містять складову з екстремальною частотою Ω_p^* ;

M – кількість радіовипромінювань в прийнятій суміші, що повністю перекриваються за частотою.

Часові витрати T_{DP} дорівнюють:

$$T_{DP} = 0,25 \cdot M \cdot 0,5 \cdot N_s \cdot 6 \cdot T_1 = 0,75 \cdot M \cdot N_s \cdot T_1. \quad (58)$$

Таким чином, загальні часові витрати T_p на здійснення оброблення прийнятої суміші сигналів згідно безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу згідно рівнянь (54) – (58) дорівнюють:

$$T_p = N_s \cdot (Z \cdot \log_2 N_s + 0,5 \cdot z \cdot \log_2 Z + 0,75 \cdot M) \cdot T_1 + M \cdot (p + 2) \cdot T_1. \quad (59)$$

Аналіз рівняння (58) показує, що доданком $M \cdot (p + 2) \cdot T_1$, що відповідає часовим витратам $T_{AS} + T_{II}$ можна знехтувати.

Максимальна швидкодія пеленгування буде забезпечуватись за умови оброблення прийнятої суміші радіовипромінювань в реальному масштабі часу тобто при $T_p < T_a$, та буде дорівнювати:

$$N_{\theta, \max} = M / T_a. \quad (60)$$

Проведемо з урахуванням рівняння (59) дослідження залежності загальних часових витрат T_p від ширини смуги пропускання радіопеленгатора

ΔF_R та кількості пеленгаційних каналів Z для наступних типових початкових умов: значення проміжної частоти $f_{IF}=10,7MHz$; частоту дискретизації F_d вибирають згідно теореми відліків: $F_d = 2 \cdot (f_{IF} + 0,5 \cdot \Delta F_R)$; тривалість процесу аналізу $T_a = 1 \cdot 10^{-3} s$; кількість часових сигнальних відліків визначається згідно з рівнянням: $N_s = T_a \cdot F_d$; середня кількість радіовипромінювань, що потрапляє в смугу $\Delta F_R: M=10$, вікно спектрального аналізу – Блекмана, що забезпечує низький рівень бічних пелюсток $-85Дб$ для якого $p=5$; для цифрового оброблення використано високопродуктивний сучасний 8-ядерний сигнальний процесор компанії Texas Instruments TMS320C6678 з продуктивністю $320 \cdot 10^9$ операцій множення з накопичуванням за секунду, для якого $T_1 = 0,0125 \cdot 10^{-9} s$ при перемножуванні 32-розрядних комплексних чисел. Отримані залежності наведено на рис. 4.

Аналіз рис. 4 показує, що загальні часові витрати T_p на здійснення оброблення прийнятої суміші сигналів згідно безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу менші за тривалість T_a процесу аналізу при $Z=18$ для ширини смуги частот одночасного аналізу $\Delta F_R \leq 110MHz$, при $Z=36$ для $\Delta F_R \leq 60MHz$, при $Z=90$ для $\Delta F_R \leq 25MHz$. Це забезпечує з використанням тільки одного сигнального процесора здійснення безпошукового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням попередньої паралельної просторової селекції для умов складної ЕМО, коли сигнали перекриваються за частотою, в реальному масштабі часу одночасно для усіх радіовипромінювань, що потрапляють в смугу частот одночасного аналізу з шириною до $110MHz$. Пеленгування в реальному масштабі часу забезпечує максимальну швидкість даного пеленгатора $N_{\theta, \max} = M / T_a = 10 / 10^{-3} = 10^4$ пеленгів/сек.

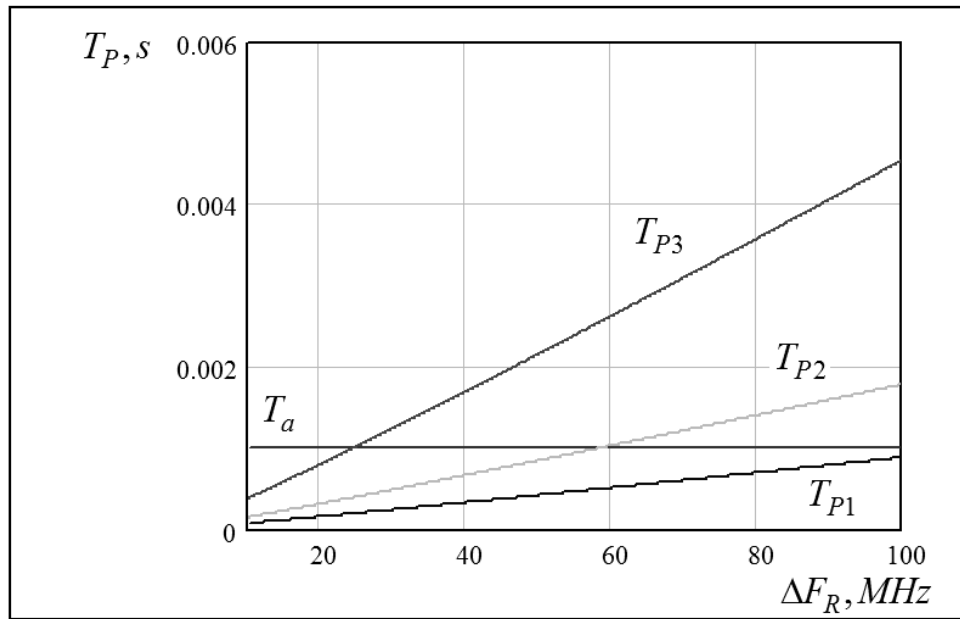


Рисунок 4 – Залежність загальних часових витрат T_p від ширини смуги ΔF_R та кількості пеленгаційних каналів Z при $T_a = \text{const}$: лінія T_{p1} – при $Z = 18$;

T_{p2} – при $Z = 36$; T_{p3} – при $Z = 90$

Виконаємо дослідження відносної часової ефективності μ_T реалізації безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу порівняно з відомим спектральним амплітудним методом пеленгування з використанням лінійної АР, що також здійснює паралельний просторовий аналіз прийнятої суміші радіовипромінювань та реалізується цифровими методами спектрального аналізу.

Відмінністю відомих методів пеленгування є формування багатопелюсткової ДС із кроком по напрямку h_θ , що визначається заданою максимальною похибкою δ_θ дискретності оцінки пеленгу: $h_\theta = 2 \cdot \delta_\theta$. З урахуванням цього загальні часові витрати T_v відомого цифрового амплітудного методу пеленгування з використанням Z -елементної АР дорівнюють:

$$T_v = N_s (Z \cdot \log_2 N_s + 0,5 \cdot (D_\theta / h_\theta) \cdot \log_2 (D_\theta / h_\theta)) \cdot T_1. \quad (61)$$

Аналіз рівняння (61) показує, що часові витрати T_v суттєво залежать від витрат просторового спектрального аналізу, який здійснюють із заданою

дискретністю h_θ для усіх можливих напрямків на ДРВ шляхом просторового спектрального аналізу за кожною часовою спектральною складовою із синтезом (D_θ / h_θ) -пелюстковою ДС. Цей фактор і зумовлює велику тривалість оброблення та загальні часові витрати $T_v > T_a$, що робить неможливим пеленгування в реальному масштабі часу за умови застосування одного сигнального процесора, або зумовлює необхідність суттєвого збільшення дискретності оцінки пеленгу h_θ , що погіршує точність пеленгування, чи застосування багатопроцесорної схеми оброблення, що суттєво збільшує вартість пеленгатора.

Швидкодія пеленгування при $T_v > T_a$ буде визначатися згідно рівняння:

$$N_\theta = M / T_v < N_{\theta.\max} \quad N_\theta = M / T_v < N_{\theta.\max} .$$

Відносна часова ефективність μ_T безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу з урахуванням (59) та (61) визначається згідно з рівнянням:

$$\mu_T = \frac{T_v}{T_p} = \frac{(Z \cdot \log_2 N_s + 0,5 \cdot (D_\theta / h_\theta) \cdot \log_2 (D_\theta / h_\theta))}{(Z \cdot \log_2 N_s + 0,5 \cdot Z \cdot \log_2 Z + 0,75 \cdot Mx)} . \quad (62)$$

Аналіз рівняння (62) показує, що оскільки $(D_\theta / h_\theta) \gg Z$, то відносна часова ефективність $\mu_T \gg 1$.

Проведемо дослідження залежності відносної часової ефективності μ_T від ширини смуги ΔF_R та кількості пеленгаційних каналів Z при $D_\theta = 360^\circ$; $h_\theta = 0,1^\circ$; $T_a = 1 \cdot 10^{-3} \text{ s}$; $M = 10$. Отримані залежності згідно з рівнянням (62) наведено на рис. 4.5.

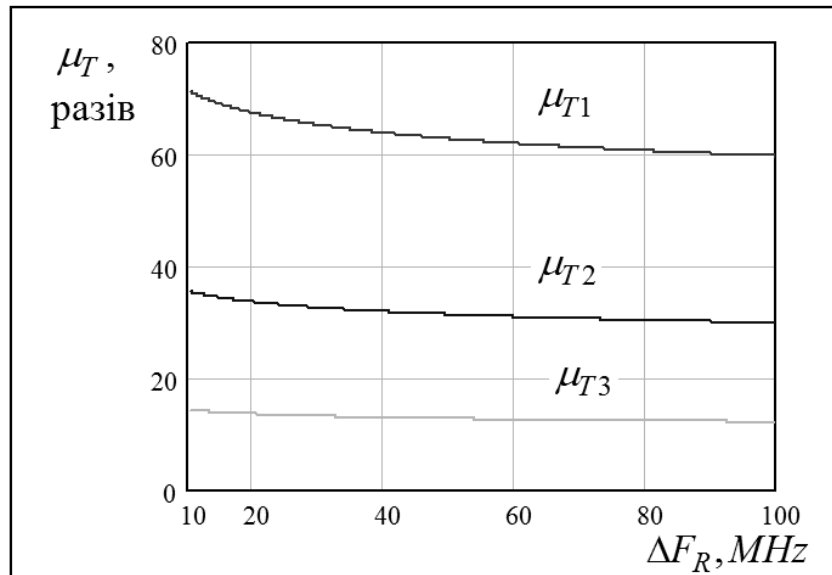


Рисунок 5 – Залежність відносної часової ефективності μ_T від ширини смуги ΔF_R та кількості пеленгаційних каналів Z при $T_a = \text{const}$: лінія μ_{T1} – при $Z = 18$; μ_{T2} – при $Z = 36$; μ_{T3} – при $Z = 90$

Аналіз залежностей на рис. 5 показує, що відносна часова ефективність μ_T безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу обернено пропорційна кількості пеленгаційних каналів Z та ширині смуги ΔF_R , перевищує порядок та сягає 70 разів.

Таким чином, досліджений безпошуковий метод пеленгування за умов складної ЕМО забезпечує одночасне пеленгування усіх радіовипромінювань, що потрапляють в смугу частот одночасного аналізу з шириною до 110MHz в реальному масштабі часу, тобто задовільняє умові $T_p < T_a$ з використанням тільки одного сигнального процесора, а також має максимально можливу швидкодію пеленгування $N_{\theta.\text{max}} = M / T_a$.

Висновки. Виконано оцінку загальних часових витрат T_p , швидкодії $N_{\theta.\text{max}}$ та відносної часової ефективності μ_T безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу. Визначено, що досліджений безпошуковий метод пеленгування за умов складної ЕМО забезпечує просторову селекцію та одночасне пеленгування радіовипромінювань, що потрапляють в смугу частот

одночасного аналізу з шириною до 110MHz в реальному масштабі часу, тобто задовільняє умові $T_p < T_a$ з використанням тільки одного сигнального процесора.

4 Дослідження завадостійкості безпошукового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoeлементної лінійної антенної решітки

У відомих роботах глибоко досліджені питання точності і завадостійкості аналогових кореляційно-інтерферометричних пеленгаторів, в тому числі, що використовують гостронаправлені антени. Отримані результати, проте, не враховують особливостей цифрового синтезу ДС з використанням лінійної АР [21, 22].

У роботах [22, 23] виконано аналіз точності оцінок пеленга при різних алгоритмах обробки результатів пеленгування, в тому числі потенційної точності багатоканального пеленгатора з АР з ненаправлених антенних елементів, а також при наявності флуктуацій на шляху поширення сигналу. Однак досліджені тільки пошукові кореляційно-інтерферометричні методи пеленгування, при використанні яких для забезпечення пеленгування в реальному масштабі часу необхідно робити багатоканальну кореляційну обробку.

Таким чином, відомі результати досліджень точності і завадостійкості аналогових і цифрових кореляційних пеленгаторів не враховують особливостей безпошукового алгоритму для лінійної АР, і не можуть бути безпосередньо використані для запропонованого методу пеленгування.

Виконаємо аналіз точності та завадостійкості безпошукового спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoeлементної лінійної антенної решітки.

Нехай адитивна суміш з L випадкових гаусових квазінеперервних стаціонарних дійсних радіовипромінювань $S_l(t)$ з рівномірним енергетичним спектром приймається в горизонтальній площині лінійної АР з синтезованою багатопелюстковою ДС. При пеленгуванні радіовипромінювань одного з точкових ДРВ, наприклад, $S_1(t)$ інші $L-1$ радіовипромінювання $S_l(t)$ є станційними перешкодами. АР складається з Z ідентичних пеленгаційних радіоканалів за умови наявності власних адитивних стаціонарних нормальних

шумів $n_z(t)$ з нульовим математичним очікуванням і однаковою спектральною щільністю N потужності, постійної в межах смуги $[\omega_L; \omega_H]$ пропускання радіоканалів пеленгатора. Будемо вважати, що власні шуми радіоканалів АР не мають міжканальної кореляції і кореляції з прийнятими сигналами. Також будемо вважати, що ДРВ знаходяться в дальній зоні, а фазові флуктуації на шляху поширення сигналу відсутні. Отже, початкові умови досліджень можуть бути представлені таким чином:

$$U_z(t) = \sum_{l=1}^L S_{z,l}(t - \tau_z) + n_z(t), \quad (63)$$

де $U_z(t)$ – суміш сигналів, що приймається z -м пеленгаційним каналом;

$S_{z,l}(t - \tau_z)$ – l -й сигнал, що приймається z -м пеленгаційним каналом;

τ_z – затримка сигналу в z -му каналі відносно опорного каналу;

$n_z(t)$ – адитивний гаусовський шум.

Оцінки напрямків $\hat{\theta}_l$ на ДРВ отримують з використанням безпошукової кореляційної обробки прямим методом, обчислюючи тільки одне значення аргументу кореляційної функції для кожного l -го радіовипромінювання, а точність пеленгування оцінюється за величиною дисперсії σ_0^2 похибки оцінки напрямку на ДРВ [11, 22].

Розподіл щільності $p_l(f)$ ймовірності випромінювань $S_l(t)$ за частотою f рівномірний: $p_l(f) = 2\pi/(\omega_H - \omega_L)$. Розподіл щільності $p_l(\theta)$ ймовірності також рівномірний: $p_l(\theta) = 1/2\pi$. При цьому смуга частот, яку займає спектр l -го радіовипромінювання апіорі відома.

Кількість L прийнятих радіовипромінювань $S_l(t)$ не перевищує кількість Z пеленгаційних радіоканалів АР: $L < Z$.

Також будемо вважати, що усі L випромінювань, що приймаються в межах смуги $\Delta f_k = (\omega_H - \omega_L)/2\pi$ пропускання радіоканалів пеленгатора, належать різним елементам $\Delta_l(\omega_{s,k}, \Omega_p)$ розрізнення за частотою $\omega_{s,k}$ та

напрямок $\theta_l(\Omega_p)$: $S_l(t) \in \Delta_l(\omega_{s,k}, \theta_l(\Omega_p))$, $S_{l+i}(t) \in \Delta_{l+i}(\omega_{s,k}, \theta_l(\Omega_p))$,
 $\Delta_l \cap \Delta_{l+i} = 0$ при $i = 1, \dots, L-1$.

Для заданих початкових умов (63) дослідимо завадостійкість, кількісним показником якої будемо використовувати дисперсію $\sigma_{\theta,l}^2$ похибки пеленгування.

Аналіз рівняння (53) показує, що оцінка $\hat{\theta}_l$ напрямків на ДРВ визначається на основі кореляційної обробки взаємного просторового аналітичного сигналу $U_{12Ak,l}(\Omega_p, z_1, z_2)$ для випромінювання $S_l(t)$, прийнятого лінійною АР з багатопелюстковою ДС за час T_a аналізу. Відліки взаємного просторового аналітичного сигналу $U_{12Ak,l}(\Omega_p, z_1, z_2)$ визначаються шляхом обробки реконструйованого для двох обраних елементів z_1, z_2 АР просторового аналітичного сигналу.

У запропонованому методі пеленгування реалізується попередня просторова фільтрація з використанням лінійної АР з багатопелюстковою ДС. Ця фільтрація виконується в просторово-частотній області визначення на основі алгоритму ШПФ [24]. Фільтрація реалізується наступною послідовністю дій: визначення просторового спектра $U_{k,l}(j\Omega_p)$ суміші сигналу $S_1(t)$ і перешкод $S_l(t)$ в смузі частот $\Omega_p \in [0; \pi/d]$; селекція спектра сигналу у вигляді сигнальної групи (групи спектральних відліків), відповідної певному локальному екстремуму; зворотнє перетворення сигналу в просторову область (реконструювання) за допомогою перетворення Гільберта і визначення його комплексних відліків для просторових точок, що відповідають елементам z_1, z_2 АР. Необхідність реконструювання визначається використанням для кореляційного пеленгування оцінки взаємної кореляційної функції сигналів, прийнятих просторово рознесеними каналами.

З рівняння (53) випливає, що алгоритм пеленгування еквівалентний дії паралельної роботи $Z/2$ двоканальних широкосмугових кореляційно-

інтерферометричних пеленгаторів, що використовують антенні системи з вузькою ДС.

Для цих умов завадостійкість пеленгування доцільно оцінювати за дисперсією $\sigma_{\theta,l}^2$ похибки оцінки напрямку на l -й ДРВ, що визначається дисперсією $\sigma_{\tau,l}^2$ оцінки часу затримки прийому відповідного сигналу $S_l(t)$ рознесеними в просторі пеленгаційної радіоканалами. Для випадку відліку напрямку на ДРВ від лінії антеною бази дисперсія $\sigma_{\theta,l}^2$ дорівнює [22]:

$$\sigma_{\theta,l}^2 = \sigma_{\tau,l}^2 \cdot c^2 / \Delta z^2 d^2 \sin^2 \theta. \quad (64)$$

У свою чергу, дисперсія $\sigma_{\tau,l}^2$ при кореляційно-інтерферометричному пеленгуванні і умові відсутності фазових флуктуацій на шляху поширення випромінювання визначається впливом власних шумів $n_z(t)$ пеленгаційних радіоканалів і зовнішніх перешкод наступним чином [22]:

$$\sigma_{\tau,l}^2 = \frac{1}{\omega_{0,l}^2 \cdot \mu_{rn,l}} = \frac{2\pi}{\omega_{0,l}^2 \cdot T_a \cdot \mu_{n,l} \cdot \Delta\omega_{a,l}} + \frac{1}{\omega_{0,l}^2 \cdot \mu_{r,l}}, \quad (65)$$

де $\omega_{0,l} \in [\omega_{L,l}; \omega_{H,l}]$ – середня частота l -ї смуги $\Delta\omega_{a,l}$ частот аналізу;

$T_a = N_s \cdot T_d$ – час аналізу радіовипромінювання;

N_s – кількість накопичених відліків суміші $U_z(t)$;

T_d – період дискретизації;

$\mu_{n,l} = P_{S\mu,l} / P_{N\mu,l}$, $\mu_{r,l} = P_{S\mu,l} / P_{r\mu,l}$ – відношення сигнал/шум та сигнал/завада

на вході корелятора для екстремальної часової (отриманої в результаті обробки часової реалізації) спектральної складової l -го сигналу з максимальною потужністю відповідно;

$\Delta\omega_{a,l} = \omega_{H,l} - \omega_{L,l}$ – ширина смуги частот аналізу для l -го сигналу;

$P_{S\mu,l}$ – потужність екстремальної (з найбільшою потужністю) часової спектральної складової l -го сигналу;

$P_{N\mu,l}$, $P_{r\mu,l}$ – потужності часових спектральних складових шуму та завади для екстремальної часової спектральної складової l -го сигналу відповідно;

$\mu_{rn,l} = P_{s0,l} / P_{N0,l} + P_{r0,l}$ – сумарне відношення сигнал/(завада+шум) на виході корелятора;

$P_{s0,l}$, $P_{N0,l}$, $P_{r0,l}$ – потужність l -го сигналу, шуму та завади на виході корелятора.

Аналіз (65) показує, що дисперсію $\sigma_{\tau,l}^2$ можна зменшити при збільшенні відношення $\mu_{n,l}$ сигнал/шум, $\mu_{r,l}$ сигнал/завада та часу T_a аналізу.

З урахуванням значень вхідних відношень $\mu_{nI,l}$ сигнал/шум і $\mu_{rI,l}$ сигнал/завада на Z входах ідентичних пеленгаційних радіоканалів визначимо відношення $\mu_{n,l}$ сигнал/шум $\mu_{r,l}$ сигнал/завада на вході корелятора.

Визначимо відношення $\mu_{nI,l}$ сигнал/шум та $\mu_{rI,l}$ сигнал/завада на входах пеленгаційних радіоканалів лінійної АР наступним чином:

$$\mu_{nI,l} = P_{s,l} / P_N = P_{s,l} / N \cdot \Delta f_k; \quad \mu_{rI,l} = P_{s,l} / P_{r,l} \quad (66)$$

де $P_{s,l}$, $P_{r,l}$, P_N – потужність l -го сигналу, завад l -му сигналу і шума відповідно.

Потужність $P_{r,l}$ завад для l -го сигналу складається з трьох елементів:

$$P_{r,l} = P_{r1,l} + P_{r2,l} + P_{r3,l}, \quad (67)$$

де $P_{r1,l}$, $P_{r2,l}$, $P_{r3,l}$ – потужності завад, що відрізняються за частотою ω , напрямком θ , та одночасно за ω і θ .

Основними операціями першого етапу обробки прийнятої суміші $U_z(t)$, що суттєво впливають на відношення сигнал/(завада+шум), є часовий спектральний аналіз (спектральний аналіз Z часових реалізацій прийнятої суміші радіовипромінювань $U_z(t)$) на основі алгоритму ШПФ з подальшою частотною селекцією прийнятих випромінювань [11, 13, 22].

На першому етапі обробки суміші $U_z(t)$ при часовому цифровому спектральному аналізі з використанням ШПФ та селекції часових спектрів $S_l(j\omega_{s,k}) \in \Delta f_k$ в кожному з Z радіоканалів розрізнявальна здатність Δf_p за частотою за релеєвським критерієм дорівнює [21, 22, 25]:

$$\Delta f_p = B_{wt} / N_s \cdot T_d, \quad (68)$$

де B_{wt} – ширина смуги пропускання парціального цифрового фільтра за рівнем не менше – 6дБ.

Після часового спектрального аналізу виконується узгоджена за смугою $\Delta\omega_{a,l}$ частотна селекція спектра суміші l -го сигналу, шуму і завад. В результаті зменшується потужність шуму і перешкод за рахунок придушення їх спектральних складових, що знаходяться за межами смуги $\Delta\omega_{a,l}$ частот l -го сигналу, і отримують збільшені значення відношень $\mu_{n1,l}$ сигнал/шум і $\mu_{r1,l}$ сигнал/завада:

$$\mu_{n1,l} = P_{s,l} \cdot 2\pi / N \cdot \Delta\omega_{a,l} = \mu_{n1,l} \cdot 2\pi \cdot \Delta f_k / \Delta\omega_{a,l}; \quad (69)$$

$$\mu_{r1,l} = \frac{\mu_{r1,l} \cdot P_{r,l}}{K_{Bt}^2 \cdot P_{r1,l} + P_{r2,l} + K_{Bt}^2 \cdot P_{r3,l}},$$

де K_{Bt} – рівень бічних пелюсток парціальних цифрових фільтрів при часовому спектральному аналізі.

Застосування узгодженої за смугою частот селекції визначається випадковим характером випромінювань, що пеленгуються і неможливістю використовувати узгоджену фільтрацію на вході.

Аналіз рівнянь (69) показує, що відношення $\mu_{n1,l}$ сигнал/шум і $\mu_{r1,l}$ сигнал/завада можна істотно збільшити використанням вагової функції $W_t(n)$ «вікна» при часовому спектральному аналізі. У загальному випадку функція $W_t(n)$ вибирається з умови максимуму відношення сигнал / (завада + шум) і залежить від кількості, розташування за частотою та потужності завад, які приймаються одночасно в межах смуги пропускання пеленгаційних каналів [25].

Наступною операцією алгоритму пеленгування, є синтез комплексної багатопелюсткової ДС $U_{k,l}(j\Omega_p)$ з використанням ШПФ та просторова селекція сигнальних груп $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$.

При цьому k -ю сигнальною групою є виділений масив $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ комплексних відгуків АР з багатопелюстковою ДС на дію k -ї часової спектральної складової $U_{z,l}(j\omega_{S,k})$ з частотою $\omega_{S,k}$ прийнятого випромінювання l -го ДРВ: $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]} = U_{k,l}(j\Omega_S)|_{|\Omega_S - \Omega_p| < \Delta\Omega_f}$, де $p_{L,l}, p_{H,l}$ – номери нижньої і верхньої частот виділеної сигнальної групи відповідно; Ω_S – просторова частота спектра сигналу; $\Delta\Omega_f$ – ширина головної пелюстки парціальних ДС за нулями.

Синтез ДС визначається рівнянням [21, 26]:

$$U_{k,l}(j\Omega_p) = \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[U_z(j\omega_{S,k})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W_\theta(z), \quad (70)$$

де $U_{k,l}(j\Omega_p)$ – комплексний просторовий (отриманий в результаті обробки просторової реалізації відліків) спектр для k -ї складової часових спектрів $U_{z,l}(j\omega_{S,k})$ прийнятих реалізацій $U_z(t)$;

$W_\theta(z)$ – вагова функція «вікна» просторового спектрального аналізу (функція просторового цифрового діаграмоутворення).

Для просторової селекції завад доцільне використання вагової функції $W_\theta(z)$ цифрового діаграмоутворення. При цьому відбувається розширення головних парціальних пелюсток ДС і відповідне підвищення рівня просторового шуму на її виходах пропорційне коефіцієнту $K_{w\theta} \geq 1$ еквівалентної шумової смуги.

Синтезована багатопелюсткова ДС (70) еквівалентна набору узгоджених вузькосмугових фільтрів, що забезпечують узгоджений просторовий прийом. В результаті формування багатопелюсткової ДС з використанням Z -канальної лінійної АР забезпечується вииграш за відношенням сигнал/шум в $Z / K_{w\theta}$ разів.

Просторово відселектовані сигнальні групи $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ складаються з m_s p -х просторових спектральних складових та включають в себе локальні екстремуми просторового спектра $U_{k,l}(j\Omega_p)$, які виділяють з використанням критерія максимальної правдоподібності за максимумом

потужності складової просторового спектра $U_{k,l}(j\Omega_p)$ [27] при використанні релеєвського критерія розрізнення. Величина розрізнення буде дорівнювати ширині головної пелюстки багатопелюсткової ДС на рівні -6дБ [21, 25]:

$$\Delta\Omega_p = 2\pi \cdot B_{w\theta} / d \cdot Z, \quad (71)$$

де $B_{w\theta}$ – ширина головної пелюстки парціальних ДС за рівнем не менше -6дБ .

З урахуванням (69) відношення $\mu_{n2,l}$ сигнал/шум та $\mu_{r2,l}$ сигнал/завада для відселектованих сигнальних груп $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ з m_s спектральних складових будуть наступними:

$$\mu_{n2,l} = \mu_{n1,l} \cdot \frac{Z}{K_{w\theta} \cdot m_s} = \mu_{n1,l} \cdot \frac{2\pi \cdot \Delta f_k \cdot Z}{\Delta\omega_{a,l} \cdot K_{w\theta} \cdot m_s}; \quad (72)$$

$$\mu_{r2,l} = \frac{P_{s,l}}{(K_{Bt}^2 \cdot P_{r1,l} + K_{B\theta}^2 \cdot P_{r2,l} + K_{Bt}^2 \cdot K_{B\theta}^2 \cdot P_{r3,l}) \cdot m_s},$$

де $K_{w\theta}$ – коефіцієнт еквівалентної шумової смуги вагової функції $W_\theta(z)$ цифрового діаграмоутворення;

m_s – кількість відліків сигнальної групи $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$;

$K_{B\theta}$ – рівень бічних пелюсток парціальних ДС синтезованої багатопелюсткової ДС.

Аналіз рівнянь (72) показує, що використання узгодженого просторово-вибіркового прийому для точкових джерел завад, кутові відстані яких від джерела корисного сигналу перевищують релеєвський інтервал розрізнення, забезпечує суттєве збільшення відношення сигнал/шум та сигнал/завада з ростом кількості Z пеленгаційних каналів і зменшенням рівня $K_{B\theta}$ бічних пелюсток парціальних ДС відповідно [26].

На наступному етапі обробки з виділених сигнальних груп $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ на виході АР з багатопелюстковою ДС для двох обраних елементів z_1 і z_2 АР виконується реконструювання просторового аналітичного сигналу $U_{Ak,l}(jz_1)$, $U_{Ak,l}(jz_2)$ і його обробка. В результаті формується взаємний просторовий аналітичний сигнал:

$$S_{12A,k}(jz) = U_{Ak,l}(jz_1) \cdot U_{Ak,l}^*(jz_2); \quad (73)$$

де $U_{Ak,l}(jz) = \sum_{p=p_{L,l}}^{p_{H,l}} U_{k,l}(j\Omega_p) \cdot \exp(j\Omega_p \cdot z)$ – значення просторового аналітичного сигналу в точці $z = 0, 1, \dots, Z-1$ АР.

Оцінимо відношення $\mu_{n3,l}$ сигнал/шум і сигнал/завада $\mu_{r3,l}$ після обробки просторового аналітичного сигналу. З урахуванням перемноження в (73) відліків $U_{Ak,l}(jz_1)$ і комплексно спряженого $U_{Ak,l}^*(jz_2)$ просторового аналітичного сигналу маємо:

$$\mu_{n3,l} = \sqrt{\mu_{n2,l}(z_1) \cdot \mu_{n2,l}(z_2)}, \quad \mu_{r3,l} = \sqrt{\mu_{r2,l}(z_1) \cdot \mu_{r2,l}(z_2)}; \quad (74)$$

де $\mu_{n2,l}(z_1)$, $\mu_{n2,l}(z_2)$ – відношення сигнал/шум для елементів z_1 і z_2 АР відповідно;

$\mu_{r2,l}(z_1)$, $\mu_{r2,l}(z_2)$ – відношення сигнал/завада для елементів z_1 і z_2 АР відповідно.

Для оцінки значень $\mu_{n3,l}$ і $\mu_{r3,l}$ доцільно виконати аналіз особливостей розподілу рівня реконструйованого просторового аналітичного сигналу $U_{Ak,l}(jz)$ в межах апертури АР.

Відмітимо, що просторічний аналітичний сигнал $U_{Ak,l}(jz)$, містить адитивні сигнальну $S_{Ak,l}(jz)$, шумову $N_{k,l}(jz)$ і завадову $S_{r,l}(jz)$ складові:
 $U_{Ak,l}(jz) = S_{Ak,l}(jz) + N_{k,l}(jz) + S_{r,l}(jz)$.

Шумова складова $N_{k,l}(jz)$ формується як обмежена за смугою $\{\Omega_{p_{L,l}}; \Omega_{p_{H,l}}\}$ просторових частот сума з m_s просторово-спектральних квазігармонічних шумових складових $N_{k,l}(j\Omega_p)$ з нормальним законом розподілу щільності імовірності і нульовим математичним очікуванням:

$$N_{k,l}(jz) = \sum_{p=p_{L,l}}^{p_{H,l}} N_{k,l}(j\Omega_p) \cdot \exp(j\Omega_p \cdot z). \quad (75)$$

Кожна складова $N_{k,l}(j\Omega_p)$ є відгуком ідентичних парціальних ДС згідно (4.62). В результаті можна зробити висновок, що шумова складова $N_{k,l}(jz)$ просторового аналітичного сигналу $U_{Ak,l}(jz)$ є вузькосмуговим нормальним

просторовим коливанням з рівномірним розподілом потужності в межах сигнальної групи $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$.

Завадова складова $S_{r,l}(jz)$ є шумоподібним просторово-вузькосмуговим нормальним процесом зі смугою частот $\{\Omega_{p_{L,l}}; \Omega_{p_{H,l}}\}$ з нульовим математичним очікуванням і рівномірним розподілом потужності в межах сигнальної групи $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ [24].

Виконаємо аналіз особливостей розподілу потужності сигнальної складової $S_{Ak,l}(jz)$ просторового аналітичного сигналу $U_{Ak,l}(jz)$ в межах апертури АР. Сигнальна складова $S_{Ak,l}(jz)$ формується шляхом реконструювання на основі перетворення Гільберта (зворотного дискретного перетворення Фур'є для позитивних частот) сигнальної складової $S_{k,l}(j\Omega_p)$ сигнальної групи $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ [26]:

$$S_{Ak,l}(jz) = \sum_{p=p_{L,l}}^{p_{H,l}} S_{k,l}(j\Omega_p) \cdot \exp(j\Omega_p \cdot z). \quad (76)$$

У свою чергу, сигнальна група $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ визначається як просторовий спектр k -ї гармонійної складової $S_{z,l}(j\omega_{S,k})$ часового спектра прийнятого l -го випромінювання $S_l(t)$ на основі алгоритму ШПФ [26]:

$$S_{k,l}(j\Omega_p) = \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[S_{z,l}(j\omega_{S,k})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W_\theta(z); \quad (77)$$

З урахуванням (76) рівняння (77) набуде вигляду:

$$\begin{aligned} S_{Ak,l}(jz) &= \sum_{p=p_{L,l}}^{p_{H,l}} \left(\sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[S_{z,l}(j\omega_{S,k})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W_\theta(z) \right) \cdot \exp(j\Omega_p \cdot z) = \\ &= S_{Ak,l} \cdot W_\theta(z) \cdot \exp(j(\Omega_{A,k} \cdot z + \Psi_{A,k})) \end{aligned} \quad (78)$$

де $\Omega_{A,k} = \omega_{S,k} \cdot \cos^2 \theta_l / c$ – просторова частота k -ї спектральної складової l -го сигналу, що приймається АР з напрямку θ_l ;

$S_{Ak,l}$, $\Psi_{A,k}$ – амплітуда і початкова фаза сигнальної складової $S_{Ak,l}(jz)$ просторового аналітичного сигналу $U_{Ak,l}(jz)$ відповідно.

Аналіз рівняння (78) показує, що розподіл просторових відліків сигнальної складової $S_{Ak,l}(jz)$ просторового аналітичного сигналу $U_{Ak,l}(jz)$ після її реконструювання в межах апертури АР відповідає гармонійному просторового процесу з невідомою постійною частотою $\Omega_{A,k}$ і амплітудою $S_{Ak,l} \cdot W_\theta(z)$, що змінюється пропорційно значенню вагової функції $W_\theta(z)$ цифрового діаграмо утворення [26].

Таким чином, з урахуванням рівнянь (69), (72), (74), (78) відношення $\mu_{n2,l}(z_1)$, $\mu_{n2,l}(z_2)$ сигнал/шум, а також $\mu_{r2,l}(z_1)$, $\mu_{r2,l}(z_2)$ сигнал/завада для обраних елементів z_1, z_2 АР дорівнюватимуть:

$$\mu_{n2,l}(z_1) = \mu_{n2,l} \cdot W_\theta^2(z_1); \quad \mu_{n2,l}(z_2) = \mu_{n2,l} \cdot W_\theta^2(z_2); \quad (79)$$

$$\mu_{r2,l}(z_1) = \mu_{r2,l} \cdot W_\theta^2(z_1); \quad \mu_{r2,l}(z_2) = \mu_{r2,l} \cdot W_\theta^2(z_2)$$

З огляду на рівняння (74) і (79), визначимо відношення $\mu_{n3,l}$ сигнал/шум, а також $\mu_{r3,l}$ сигнал/завада після просторової обробки просторового аналітичного сигналу $U_{Ak,l}(jz)$ і формування відліків взаємного спектра $S_{12A,k}(jz)$:

$$\mu_{n3,l} = \sqrt{\mu_{n2,l}(z_1) \cdot \mu_{n2,l}(z_2)} = \mu_{n2,l} \cdot W_\theta(z_1) \cdot W_\theta(z_2); \quad (80)$$

$$\mu_{r3,l} = \sqrt{\mu_{r2,l}(z_1) \cdot \mu_{r2,l}(z_2)} = \mu_{r2,l} \cdot W_\theta(z_1) \cdot W_\theta(z_2)$$

З урахуванням рівнянь (72) і (80) остаточні відношення сигнал/шум і сигнал/завада після безпошукового кореляційного оброблення просторового аналітичного сигналу $U_{k,l}(jz)$ будуть наступними:

$$\mu_{n4,l} = \mu_{n1,l} \cdot \frac{2\pi \cdot \Delta f_k \cdot Z \cdot W_\theta(z_1) \cdot W_\theta(z_2)}{\Delta\omega_{a,l} \cdot K_{W\theta} \cdot m_S}; \quad \mu_{r4,l} = \mu_{r1,l} \cdot \frac{W_\theta(z_1) \cdot W_\theta(z_2)}{m_S \cdot K_{B\Sigma}^2} \quad (81)$$

де $K_{B\Sigma}^2 = (K_{Bt}^2 \cdot P_{r1,l} + K_{B\theta}^2 \cdot P_{r2,l} + K_{Bt}^2 \cdot K_{B\theta}^2 \cdot P_{r3,l}) / P_{r,l}$ – ефективний рівень бічних пелюсток частотно-просторового тракту пеленгатора.

На останньому етапі обробки згідно рівняння (62) та рис. 3 реалізується безпошукова кореляційна оцінка напрямків на l -те ДРВ з використанням усіх k -х складових його взаємного просторового спектра $S_{12A,k}(jz)$ в межах всієї виділеної смуги $\Delta\omega_{a,l}$ частот аналізу. При цьому відношення $\mu_{n4,l}$ сигнал/шум і $\mu_{r4,l}$ сигнал/завада після кореляційної обробки дорівнюють шуканим

відношенням $\mu_{n,l}$ та $\mu_{r,l}$ на вході пеленгатора, тобто $\mu_{n4,l} = \mu_{n,l}$ і $\mu_{r4,l} = \mu_{r,l}$. В результаті з урахуванням рівнянь (64) і (81) остаточне значення дисперсії $\sigma_{\theta,l}^2$ похибки оцінки напрямку на l -те ДРВ матиме вигляд:

$$\begin{aligned} \sigma_{\theta,l}^2 &= \sigma_{\theta n,l}^2 + \sigma_{\theta r,l}^2 = \\ &= \frac{K_{w\theta} \cdot m_s \cdot c^2}{\omega_0^2 \cdot T_a \cdot \mu_{n,l} \cdot \Delta f_k \cdot Z \cdot W_\theta(z_1) \cdot W_\theta(z_2) \cdot (z_2 - z_1)^2 \cdot d^2 \cdot \sin^2 \theta} + \\ &+ \frac{K_{Bt\Sigma}^2 \cdot m_s \cdot c^2}{\omega_0^2 \cdot \mu_{r,l} \cdot W_\theta(z_1) \cdot W_\theta(z_2) \cdot (z_2 - z_1)^2 \cdot d^2 \cdot \sin^2 \theta} = \\ &= \frac{m_s \cdot c^2}{F_1[\mu_{rn,l}] \cdot \omega_0^2 \cdot W_\theta(z_1) \cdot W_\theta(z_2) \cdot (z_2 - z_1)^2 \cdot d^2 \cdot \sin^2 \theta} \end{aligned} \quad (82)$$

де $F_1[\mu_{rn,l}] = \left(\frac{K_{w\theta}}{T_a \cdot \mu_{n,l} \cdot \Delta f_k \cdot Z} + \frac{K_{Bt\Sigma}^2}{\mu_{r,l}} \right)^{-1}$ – функціонал вхідного відношення сигнал/(завада+шум) пеленгатора.

Аналіз рівняння (82) показує, що дисперсія $\sigma_{\theta,l}^2$ оцінки напрямку істотно зменшується при збільшенні величини $(z_2 - z_1)$ рознесення між обраними елементами z_1 і z_2 АР і якості частотно-просторової селекції завад (величини $K_{Bt\Sigma}^2$) і шумів (величини $K_{w\theta} / Z$). Застосування реконструювання просторового аналітичного сигналу $U_{Ak,l}(jz)$ дає можливість регулювання величини рознесення в широких межах, $0 < z_2 - z_1 \leq Z - 1$. Це забезпечує суттєве зменшення похибки пеленгування, оскільки величина $(z_2 - z_1)$ рознесення в (82) враховується в другому ступені.

Завадова складова $\sigma_{\theta r,l}^2$ похибки пеленгування, на відміну від шумової складової $\sigma_{\theta n,l}^2$, не залежить від часу T_a аналізу, а визначається, в першу чергу, якістю частотно-просторової селекції (величиною коефіцієнтів K_{Bt}^2 і $K_{B\theta}^2$, – складових $K_{Bt\Sigma}^2$ рівняння (80)).

Порівняємо отримане рівняння (82) дисперсії $\sigma_{\theta,l}^2$ похибки оцінки напрямлення на l -те ДРВ з аналогічним рівнянням (83) для відомого пошукового компенсаційного методу кореляційно-інтерферометричного

пеленгування з реалізацією просторового послідовного пошуку і селекції за допомогою двох вузьких ДС на основі лінійної АР [11, 21, 22, 26]:

$$\sigma_{\theta}^2 = \frac{2\pi \cdot K_{w\theta} \cdot c^2}{\omega_0^2 \cdot T_a \cdot \mu_I \cdot \Delta\omega_a \cdot (Z/2) \cdot K_{M\theta}^2 \cdot A_p^2 \cdot (0,5 \cdot d \cdot Z)^2 \cdot \sin^2\theta} + \frac{K_{Bt\Sigma}^2 \cdot c^2}{\omega_0^2 \cdot \mu_r \cdot K_{M\theta}^2 \cdot A_p^2 \cdot (0,5 \cdot d \cdot Z)^2 \cdot \sin^2\theta} = \frac{c^2}{F_2[\mu_{rnI.l}] \cdot \omega_0^2 \cdot K_{M\theta}^2 \cdot A_p^2 \cdot (0,5 \cdot d \cdot Z)^2 \cdot \sin^2\theta} \quad (83)$$

де $K_{M\theta}$, A_p – коефіцієнти когерентного підсилення і паразитної модуляції вагової функції $W_{\theta}(z)$ просторового цифрового діаграмоутворення;

$$F_2[\mu_{rnI.l}] = \left(\frac{2\pi \cdot K_{w\theta}}{T_a \cdot \mu_I \cdot \Delta\omega_a \cdot (Z/2)} + \frac{K_{Bt\Sigma}^2}{\mu_r} \right)^{-1} - \text{функціонал вхідного відношення}$$

сигнал/(завада+шум).

Оцінимо значення коефіцієнта $V = \sigma_{\theta,l}^2 / \sigma_{\theta}^2$ відношення дисперсій похибки оцінки напрямку на ДРВ для досліджуваного методу (82) і відомого (83):

$$V = F_2[\mu_{rnI.l}] \cdot m_s \cdot K_{M\theta}^2 \cdot A_p^2 / F_1[\mu_{rnI.l}] \cdot (W_{\theta}(z_1) \cdot W_{\theta}(z_2)). \quad (84)$$

Зробимо оцінку коефіцієнта V для наступних початкових умов: $2\pi\Delta f_k = \Delta\omega_a$; тип вагової функції $W_{\theta}(z)$ – Хемінга з параметрами: еквівалентна шумова смуга вікна просторового спектрального аналізу $K_{w\theta} = 1,36$; $K_{M\theta} = 0,54$; $A_p = 0,82$; $m_s = 4$; $(z_2 - z_1) = Z/2$; $z_1 = 21$; $z_2 = 43$; $W_{\theta}(z_1) = W_{\theta}(21) = 0,756$; $W_{\theta}(z_2) = W_{\theta}(43) = 0,756$ [25].

За умови $\sigma_{\theta n,l}^2 \ll \sigma_{\theta r,l}^2$ для $F_1[\mu_{rnI.l}]$ і $F_2[\mu_{rnI.l}]$ рівнянь (82) і (83) маємо $\frac{2\pi \cdot K_{w\theta}}{T_a \cdot \mu_I \cdot \Delta\omega_a \cdot (Z/2)} \ll \frac{K_{Bt\Sigma}^2}{\mu_r}$, $\frac{K_{w\theta}}{T_a \cdot \mu_{nI.l} \cdot \Delta f_k \cdot Z} \ll \frac{K_{Bt\Sigma}^2}{\mu_{r1.l}}$ відповідно. Тоді значення коефіцієнта $V = m_s \cdot K_{M\theta}^2 \cdot A_p^2 / W_{\theta}(z_1) \cdot W_{\theta}(z_2) = 1,37$, що відповідає збільшенню СКВ оцінки пеленгу в $\sqrt{1,37} = 1,17$ разів.

За умови $\sigma_{\theta n.l}^2 \gg \sigma_{\theta r.l}^2$ великого переважання шумової складової дисперсії , для функціоналів $F_1[\mu_{rn.l.l}]$ і $F_2[\mu_{rn.l.l}]$ маємо $\frac{2\pi \cdot K_{w\theta}}{T_a \cdot \mu_l \cdot \Delta\omega_a \cdot (Z/2)} \gg \frac{K_{B\theta}^2}{\mu_r}$, $\frac{K_{w\theta}}{T_a \cdot \mu_{n.l.l} \cdot \Delta f_k \cdot Z} \gg \frac{K_{B\theta}^2}{\mu_{r1.l}}$ відповідно.

Тоді $V = m_s \cdot K_{M\theta}^2 \cdot A_p^2 / 2 \cdot W_\theta(z_1) \cdot W_\theta(z_2) = 0,69$, що відповідає зменшенню СКВ оцінки пеленгу в $1/\sqrt{0,69} = 1,2$ рази.

В цілому, при практично однаковою завадостійкості і роздільній здатності, розроблений метод пеленгування має кращу ефективність, яка визначається для систем радіомоніторингу за критерієм мінімуму кількості операцій і апаратурних витрат на один біт отриманої інформації про напрямок θ на ДРВ.

З використанням розробленої програмної моделі пеленгатора, рис. 3, проведено моделювання для наступних початкових умов:

– кількість сигналів в смузі аналізу $L = 2$; тип сигналу – з лінійною частотною модуляцією: $S(t) = A \cdot \sin(\omega_0 t + bt^2)$; ширина спектра сигналу $\Delta f_s = 0,6 \text{ МГц}$; ширина смуги пропускання радіоканалів $\Delta f_k = 10 \text{ МГц}$; частота сигналу $f_s = 2 \text{ ГГц}$; частота дискретизації $f_d = 20 \text{ МГц}$; об'єм вибірки $N_s = 2048$; час аналізу $T_a = 0,1 \text{ мс}$; кількість каналів лінійної АР $Z = 64$; обрані елементи АР для реконструювання: $z_1 = 21$, $z_2 = 43$; кількість статистичних дослідів 50.

Для умов $\sigma_{\theta n.l}^2 \gg \sigma_{\theta r.l}^2$ відсутності завад отримано залежність СКВ оцінки пеленгу від напрямку на ДРВ при відношенні сигнал/шум 0дБ, рис. 6.

Аналіз рис. 6 показав, що розроблений алгоритм пеленгування має робочий сектор пеленгування відносно антенної бази $(10;85)^\circ$, та симетричний $(95;170)^\circ$ відносно перпендикуляра до антенної бази з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_\theta < 0,1^\circ$.

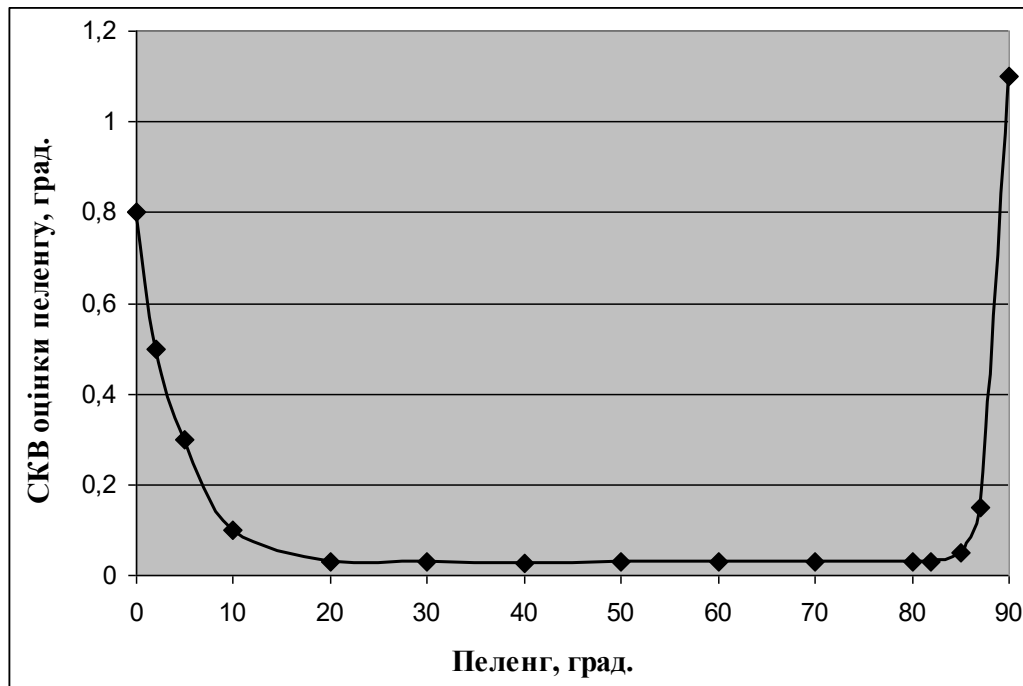


Рисунок 6 – Залежність СКВ оцінки пеленгу від напрямку на ДРВ

Отримано сімейство залежностей СКВ оцінки пеленгу від відношення сигнал/шум при різних типах вагової функції вікна просторового спектрального аналізу, рис. 7. Заданий напрямок на ДРВ $\theta = 60^\circ$, кількість відліків сигнальної групи $m_s = 6$. Також на рис. 6 наведено розраховану аналітично згідно (82) залежність СКВ оцінки пеленгу від відношення сигнал/шум для вагової функції $W_\theta(z)$ Хемінга [25].

На рис. 7 показано: ряд 1 – для $W_\theta(z)$ Блекмана 3-го порядку з рівнем бічних пелюсток -58дБ; ряд 2 – для $W_\theta(z)$ Блекмана-Натала 4-го порядку з рівнем бічних пелюсток -98дБ; ряд 3 – для $W_\theta(z)$ Хемінга з рівнем бічних пелюсток -43дБ; ряд 4 – аналітична залежність для $W_\theta(z)$ Хемінга.

Аналіз рис. 7 показує, що тип ваговій функції істотно не впливає на точність пеленгування. Для забезпечення мінімуму СКВ оцінки пеленгу при дії завад доцільним є застосування вагової функції з низьким рівнем бічних пелюсток, наприклад, Блекмана-Натала 4-го порядку з рівнем бічних пелюсток -98дБ. Визначено також, що при відношенні сигнал/шум 0дБ

забезпечується методична похибка пеленгування з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_{\theta} = 0,03^{\circ}$.

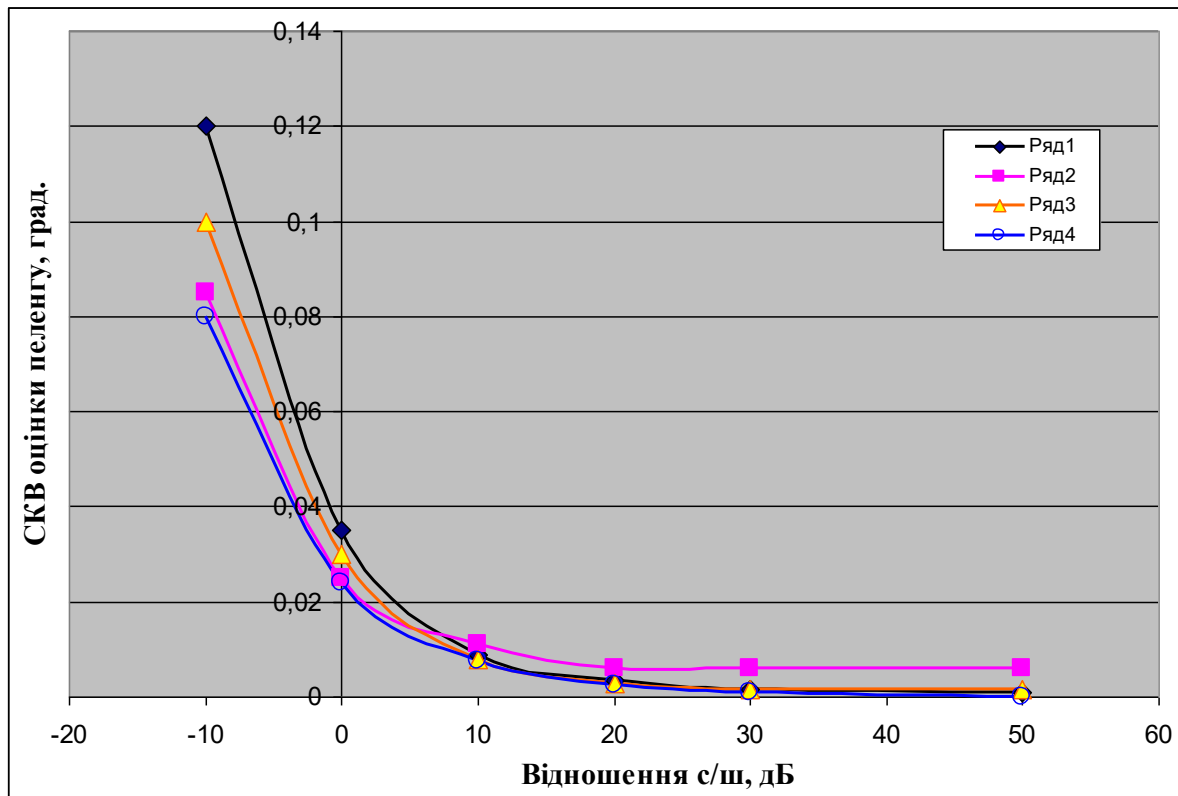


Рисунок 7 – Сімейство залежностей СКВ оцінки пеленгу від відношення сигнал/шум при різних типах вагової функції $W_{\theta}(z)$ вікна просторового спектрального аналізу

Розрахована теоретична залежність СКВ оцінки пеленгу від відношення сигнал/шум для функції «вікна» Хемінга збіглася з залежністю, отриманою в результаті моделювання. Це підтверджує точність отриманої аналітичної оцінки дисперсії похибки оцінки напрямку на ДРВ.

Для умови $\sigma_{\theta n,l}^2 \ll \sigma_{\theta r,l}^2$ великої завади отримано сімейство залежностей похибки оцінки пеленгу від рознесення за напрямком на джерело сигналу і завади при різних значеннях відношення сигнал/завада на входах пеленгаційних радіоканалів, рис. 8.

Заданий напрямок на ДРВ $\theta = 60^{\circ}$, а напрямок на джерело завади змінювалося в межах $\theta = [40; 59]^{\circ}$. Тип вагової функції $W_{\theta}(z)$ – Блекмана 3-го

порядку, для якого ширина B_{w0} головної пелюстки ДС за рівнем -6дБ $B_{w0} = 2,35$ [25]. Інші параметри завади ідентичні параметрам сигналу $S(t)$.

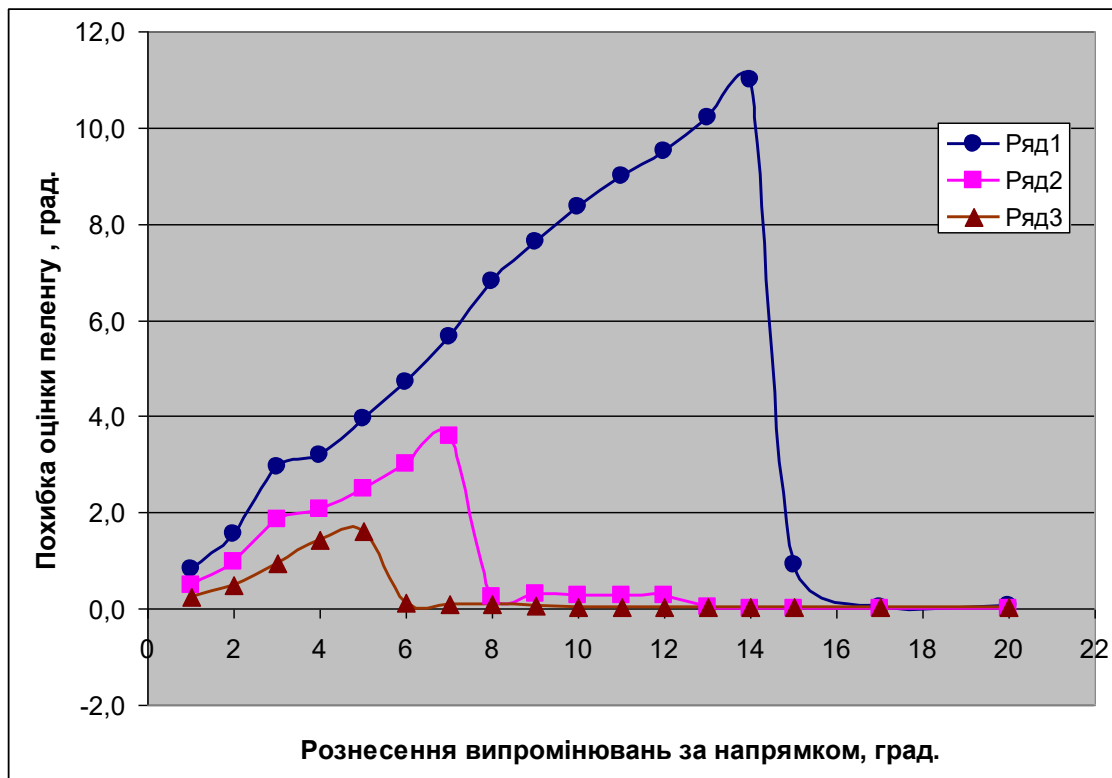


Рисунок 8 – Сімейство залежностей похибки оцінки пеленгу від рознесення за напрямком на джерело сигналу і завади

На рис. 8. показано: ряд 1 – для відношення сигнал/завада 0дБ; ряд 2 – для відношення сигнал/завада -20дБ.

Аналіз рис. 8 показує, що точність пеленгування стрибкоподібно збільшується при можливості розрізнення сигналу і завади з подальшою просторової селекцією сигналу. З рис. 8 видно, що розрізнявальна здатність за напрямком істотно залежить від відношення сигнал/завада і погіршується (зростає) з 8° до 11° при зменшенні відношення сигнал/завада з 0дБ до -20дБ.

Згідно (71) теоретичне значення мінімального значення $\Delta\theta_p$ розрізнення за напрямком $\Delta\theta_p \geq (180^\circ \cdot B_{w0} / Z = 180^\circ \cdot 2,35 / 64 = 6,6^\circ)$, що узгоджується з результатами моделювання.

Висновки. В результаті дослідження завадостійкості безпошукового спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для

багатoelementної лінійної антенної решітки отримана аналітична оцінка дисперсії похибки пеленгування в залежності від відношення сигнал/(завада + шум).

Результати моделювання показали, що розглянутий метод пеленгування забезпечує високу точність пеленгування в широкому секторі напрямків. Для однієї лінійної АР робочим сектором пеленгування з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_{\theta} < 0,1^{\circ}$ є сектор $(10;85)^{\circ}$.

Для забезпечення мінімуму СКВ оцінки пеленгу при дії завад доцільним є застосування вагової функції з низьким рівнем бічних пелюсток, наприклад, Блекмана-Натала 4-го порядку з рівнем бічних пелюсток -98дБ. Визначено також, що при відношенні сигнал/шум 0дБ забезпечується методична похибка пеленгування з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_{\theta} = 0,03^{\circ}$.

Розрахована теоретична залежність СКВ оцінки пеленгу від відношення сигнал/шум для функції «вікна» Хемінга збіглася з залежністю, отриманою в результаті моделювання. Це підтверджує точність отриманої аналітичної оцінки дисперсії похибки оцінки напрямку на ДРВ.

Аналіз залежностей похибки пеленгування від рознесення за напрямком джерела сигналу і завади при різних відношеннях сигнал/завада показав, що точність пеленгування стрибкоподібно збільшується при просторовому розрізненні сигналу і завади з подальшою просторовою селекцією сигналу. Розрізнявальна здатність за напрямком істотно залежить від відношення сигнал/завада і погіршується (зростає) з 8° до 11° при зменшенні відношення сигнал/завада з 0дБ до -20дБ для лінійної АР з кількістю каналів прийому $Z = 64$. Для збільшення розрізнення за напрямком потрібно застосовувати вагові функції вікна просторового спектрального аналізу з мінімальною шириною еквівалентної шумової смуги просторового спектрального аналізу при заданому рівні бічних пелюсток (заданому рівні подавлення завад за бічними пелюстками).

ВИСНОВКИ

В результаті проведених досліджень розроблено безпошуковий цифровий метод кореляційно-інтерферометричного пеленгування, що за рахунок поєднання паралельної просторової селекції та безпошукової дисперсійно-кореляційної оцінки напрямків на ДРВ на основі реконструювання просторового аналітичного сигналу здійснює пеленгування ДРВ, спектри яких повністю перекриваються за частотою в реальному масштабі часу. Запропонований метод підвищує завадозахищеність та точність пеленгування за рахунок використання паралельної просторової селекції ДРВ та синтезу багатопелюсткової ДС з мінімальною шириною пелюсток, що визначається кількістю елементів АР.

Згідно розробленого безпошукового спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoelementної лінійної антенної решітки запропоновано наступний алгоритм (технологія) пеленгування.

Виконано оцінку загальних часових витрат T_p , швидкодії $N_{\theta.\max}$ та відносної часової ефективності μ_T безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу. Визначено, що досліджений безпошуковий метод пеленгування за умов складної ЕМО забезпечує просторову селекцію та одночасне пеленгування радіовипромінювань, що потрапляють в смугу частот одночасного аналізу з шириною до 110MHz в реальному масштабі часу, тобто задовільняє умові $T_p < T_a$ з використанням тільки одного сигнального процесора.

В результаті дослідження завадостійкості безпошукового спектрального методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування для багатoelementної лінійної антенної решітки отримана аналітична оцінка дисперсії похибки пеленгування в залежності від відношення сигнал/(завада + шум).

Результати моделювання показали, що розглянутий метод пеленгування забезпечує високу точність пеленгування в широкому секторі напрямків. Для

однієї лінійної АР робочим сектором пеленгування з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_\theta < 0,1^\circ$ є сектор $(10;85)^\circ$.

Для забезпечення мінімуму СКВ оцінки пеленгу при дії завад доцільним є застосування вагової функції з низьким рівнем бічних пелюсток, наприклад, Блекмана-Натала 4-го порядку з рівнем бічних пелюсток -98дБ. Визначено також, що при відношенні сигнал/шум 0дБ забезпечується методична похибка пеленгування з СКВ оцінки пеленгу $\sigma_\theta = 0,03^\circ$.

Розрахована теоретична залежність СКВ оцінки пеленгу від відношення сигнал/шум для функції «вікна» Хемінга збіглася з залежністю, отриманою в результаті моделювання. Це підтверджує точність отриманої аналітичної оцінки дисперсії похибки оцінки напрямку на ДРВ.

Аналіз залежностей похибки пеленгування від рознесення за напрямком джерела сигналу і завади при різних відношеннях сигнал/завада показав, що точність пеленгування стрибкоподібно збільшується при просторовому розрізненні сигналу і завади з подальшою просторовою селекцією сигналу. Розрізнявальна здатність за напрямком істотно залежить від відношення сигнал/завада і погіршується (зростає) з 8° до 11° при зменшенні відношення сигнал/завада з 0дБ до -20дБ для лінійної АР з кількістю каналів прийому $Z = 64$. Для збільшення розрізнення за напрямком потрібно застосовувати вагові функції вікна просторового спектрального аналізу з мінімальною шириною еквівалентної шумової смуги просторового спектрального аналізу при заданому рівні бічних пелюсток.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ЛІТЕРАТУРИ

1. M. Daşbaşı and A. K. Hocaoglu, "Through-the-Wall Synthetic Aperture Radar Imaging Using 2-D Spectral Estimation Methods," 2022 Innovations in Intelligent Systems and Applications Conference (ASYU), Antalya, Turkey, 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/ASYU56188.2022.9925477.
2. Jiang, X., Ni, G., Cao, A., Shao, C., He, C. (2021). Single-Channel Spatial Spectrum Estimation Direction Finding by the Time-Modulated Linear Array. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 20(12), 2491–2495. doi: 10.1109/LAWP.2021.3115826
3. Xu Xiao-Liang and Buckle, K.M., Bias and variance of direction of arrival estimates from MUSIC, MIN-NORM, and FINE, IEEE Trans. Signal Process, 1994, vol. 42, no. 7, pp. 1181-1186.
4. Xu Xiao-Liang and Buckle, K.M., Bias analysis of the Music location estimator, IEEE Trans. Signal Process, 1992, vol. 40, no. 10, pp. 2559-2569.
5. K. V. Rangarao. Gold-MUSIC: A Variation on MUSIC to Accurately Determine Peaks of the Spectrum / K. V. Rangarao, S. Venkatanarasimhan // IEEE Transaction On Antennas and Propagation. – 2013. – Vol. 61, № 4. – P. 2263–2268.
6. Kaluri V. R. Gold-MUSIC: A Variation on MUSIC to Accurately Determine Peaks of the Spectrum / V. R. Kaluri, V. Shridhar // IEEE Transaction On Antennas and Propagation. – 2013. – Vol. 61, № 4. – P. 2263–2268.
7. Xiao Fu. Blind spectra separation and direction finding for cognitive radio using temporal correlation-domain ESPRIT / Fu Xiao, N. D. Sidiropoulos, Ma Wing-Kin, J. Tranter // Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2014: 4–9 May, 2014. – P. 7749–7753.
8. L. Zhizhong, X. Zhongliang, Y. Gang and H. Xianwen, "Cross-spectral Correlation Direction Finding Method for Linear Splitting Array Based on MVDR Beams," 2019 IEEE 11th International Conference on Communication

- Software and Networks (ICCSN), Chongqing, China, 2019, pp. 328-331, doi: 10.1109/ICCSN.2019.8905378.
9. Патент на винахід 97225 (Україна), МПК: G01S 3/00 (2011.01). Спосіб цифрового комплексного радіопеленгування / В.В. Ципоренко., В.Г. Ципоренко. – Реєстрац. номер заявки а2011 07517. Заявл. 14.06.2011; Опубл. 10.01.2012, Бюл. №1.
 10. Ципоренко В.В. Безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з використанням антенної решітки / В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко // Вісник ЖДТУ. – № IV (59) / Технічні науки. – 2011. – С. 118–126.
 11. Слободянюк П.В, Благодарний В.Г., Ступак В.С. Довідник з радіомоніторингу / Під заг. ред. П.В. Слободянюка. – Ніжин: ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. – 588 с.: іл.
 12. Ципоренко В.В. Безпошуковий цифровий метод кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу / В.В. Ципоренко // Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2012. – № 48. – С. 75–84.
 13. Rembovsky A. Radio Monitoring: Problems, Methods and Equipment / A. Rembovsky, A. Ashikhmin, V. Kozmin, S. M. Smolskiy. – 2009th edition. – Springer, 2009. – 530 p.
 14. O. Solomentsev, V. Kuzmin, M. Zaliskyi, O. Zuiev and Y. Kaminskyi, "Statistical data processing in radio engineering devices operation system," 2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2018, pp. 757-760, doi: 10.1109/TCSET.2018.8336310.
 15. T. Chen, K. Hou and K. Yu, "Study on Model about Competitive Intelligence System of Enterprise Based on Data Mining under Electronic Commerce

- Environment," 2008 International Seminar on Business and Information Management, Wuhan, China, 2008, pp. 203-206, doi: 10.1109/ISBIM.2008.75.
16. Патент на винахід 99083 (Україна), МПК: G01S 3/00 (2012.01). Спосіб цифрового комплексного радіопеленгування / В.В. Ципоренко., В.Г. Ципоренко. – Реєстрац. номер заявки а 2011 13893; Заявл. 25.11.2011; Опубл. 10.07.2012, Бюл. №13.
17. Xu, K., Deng, Y., Yu, Z. (2022). Distributed Target Detection in Unknown Interference. *Sensors*, 22(7), 2430. doi: 10.3390/s22072430
18. Патент на винахід 95053 (Україна), МПК: G01S 5/02 (2010.01). Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування / В.В. Ципоренко., В.Г. Ципоренко. – Реєстрац. номер заявки а 2010 13814. Заявл. 22.11.2010; Опубл. 25.06.2011, Бюл. №12.
19. Бондарев В.И., Трестер Г., Чернега В.С. Цифровая обработка сигналов: Методы та засоби. Навч. посібник для вузів. – Х.: Конус, 2001. – 398 с.: іл.
20. Ципоренко В.В. Аналіз швидкодії безпошукового цифрового методу кореляційно-інтерферометричного пеленгування з реконструюванням просторового аналітичного сигналу / В.В. Ципоренко // Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» / Серія: Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – Київ: НТУУ «КПІ». – 2013. – № 52. – С. 102–110.
21. Sauta O.I., Shatrakov A.Y., Shatrakov Y.G., Zavalishin O.I. Principles of Radio Navigation for Ground and Ship-Based Aircrafts. Springer Aerospace Technology. Springer, 2019. – 130 p.
22. Torrieri Don J. Statistical Theory of Passive Location Systems / Don J. Torrieri // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1984. – Vol. AES-20, Issue: 2 – P. 183–198.
23. N. I. Petukhov, I. V. Korogodin, S. A. Serov, N. V. Masalkova, A. P. Malyshev and M. Efremov, "Analysis of Measurements of UWB PDoA Local Navigation System with Different Baselines," 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM),

Altai, Russian Federation, 2022, pp. 223-227, doi: 10.1109/EDM55285.2022.9855126.

24. Gee B., Bonney D.S. Measurement Systems Analysis (4th ed.). AIAG. – 2010. – 208 p.
25. Harris F.J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform / F.J. Harris // Proceedings of the IEEE. Jan. 1978. P. 51–83, vol. 66, Issue: 1.
26. Tsyporenko V. V. Analysis of interference immunity of the searchless method of correlation-interferometric direction finding with reconstruction of the spatial analytical signal / V. V. Tsyporenko // EasternEuropean Journal of Enterprise Technologies. Information and controlling system. – 2017. – Vol 2, №9(86). – P. 45–52.